Jörg Rehrmann

Bei vielen Abgleich- und Reparaturarbeiten an Fernsehgeräten leistet ein Gittermustergenerator gute Dienste. Dieses Gerät wird einfach an den Antennenanschluß des Fernsehgerätes, also ohne Eingriff in dieses, angeschlossen.

Gittermustergenerator

Bei richtigem Abgleich erscheinen auf dem Bildschirm senkrechte und waagrechte weiße Linien, die ein Gitter bilden. Bei Farbfernsehgeräten dürfen diese Linien keine farbigen Ränder haben, andernfalls liegt ein Konvergenzfehler vor. Wenn der Abstand der waagrechten Linien an verschiedenen Stellen des Bildes unterschiedlich ist, muß die Bildlinearität, wenn der Abstand der senkrechten Linien unregelmäßig ist, die Zeilenlinearität nachgestellt werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Gittermustergenerators, die im wesentlichen aus vier astabilen Multivibratoren und einem Hf-Oszillator besteht.

Der mit N 3 und N 4 aufgebaute Multivibrator erzeugt die Horizontalsynchronimpulse, die über N 12 und die Pufferstufe N 10 dem Hf-Oszillator aufmoduliert werden, während sie den mit N 7 und N 8 aufgebauten Multivibrator sperren. Dieser gibt nun in den Impulspausen (Zeilenhinlauf) schmale Impulse ab, die über N 11 dem Hf-Oszillator zugeführt werden und auf dem Bildschirm als senkrechte Linien erscheinen. Die Bildsynchronimpulse, deren Frequenz über C 1 mit der Zeilenfrequenz synchronisiert wird, werden mit N 1 und N 2 erzeugt. Die Impulse für die waagrechten Linien gibt ein aus N 5 und N 6 bestehender Multivibrator ab, nachdem der Bildsynchronimpuls beendet ist. Der Kondensator C 5 sorgt dafür, daß die waagrechten Linien immer nur aus ganzen Zeilen bestehen: Der Widerstand R 5 ist hier so bemessen, daß jeweils genau eine Zeile hellgetastet wird.

Da die Bildsynchronimpulse am Ausgang von N 2 noch zu breit sind, werden sie, bevor sie über N 12 und N 10 dem Hf-Oszillator zugeführt werden, mit Hilfe von C 4 und R 3 auf den richtigen Wert gekürzt.

Die Modulationsspannung wird auf den Emitter des Hf-Transistors gegeben. Da dieser Modulationseingang niederohmig und kapazitätsarm ist, können auch die schmalen Impulse für die senkrechten Linien mit einer ausreichend steilen Flanke aufmoduliert werden. Der Arbeitspunkt von T 2 läßt sich mit P 5 auf den günstigsten Wert einstellen.

Die Stromversorgung des Gerätes übernimmt eine kleine 9-V-Batterie. Die Stabilität dieser Batteriespannung reicht jedoch nicht für den Betrieb des Gerätes aus; sie wird daher mit Hilfe von T 1, D 7 und R 10 stabilisiert. Die Gesamtstromaufnahme der Schaltung ist sehr niedrig: sie betrug beim Mustergerät je nach Schleiferstellung von P 5 nur etwa 2 mA.

Aufbau und Abgleich

Bild 2 zeigt das Layout einer geeigneten Platine. Um den Nachbau der Schal-

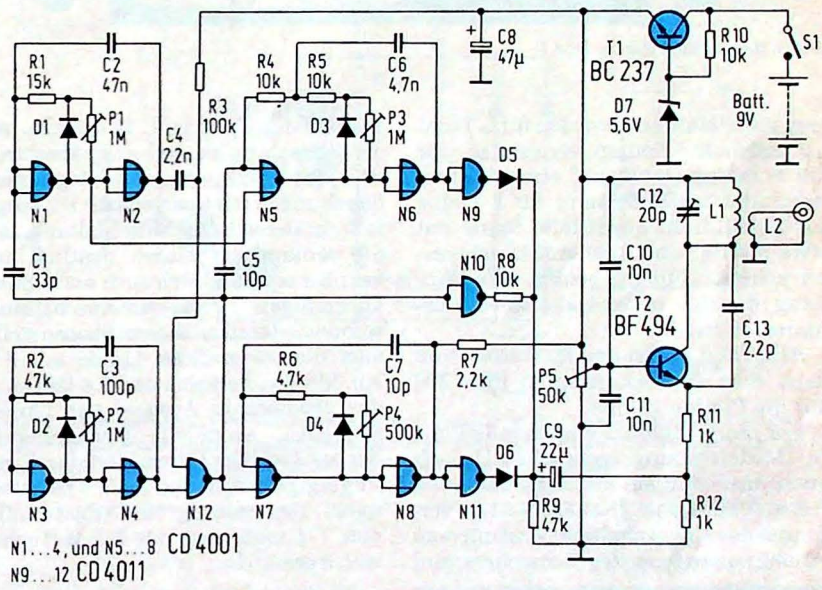


Bild 1. Schaltung des Gittermustergenerators

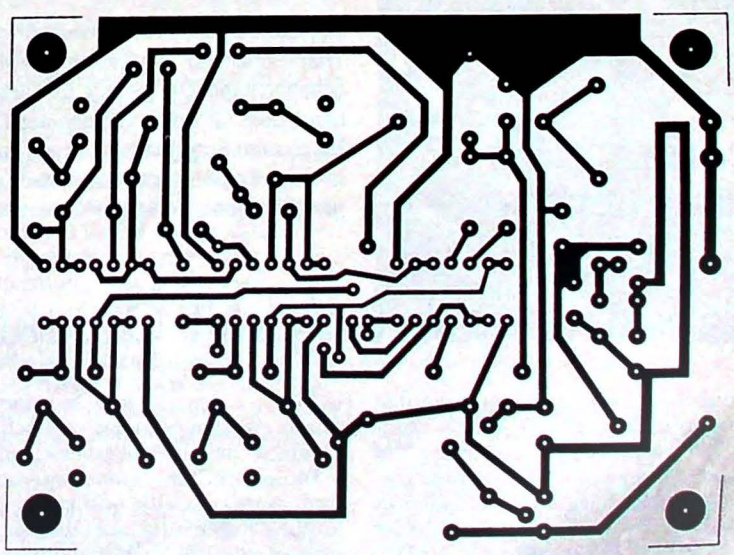


Bild 2. Layout der Platine

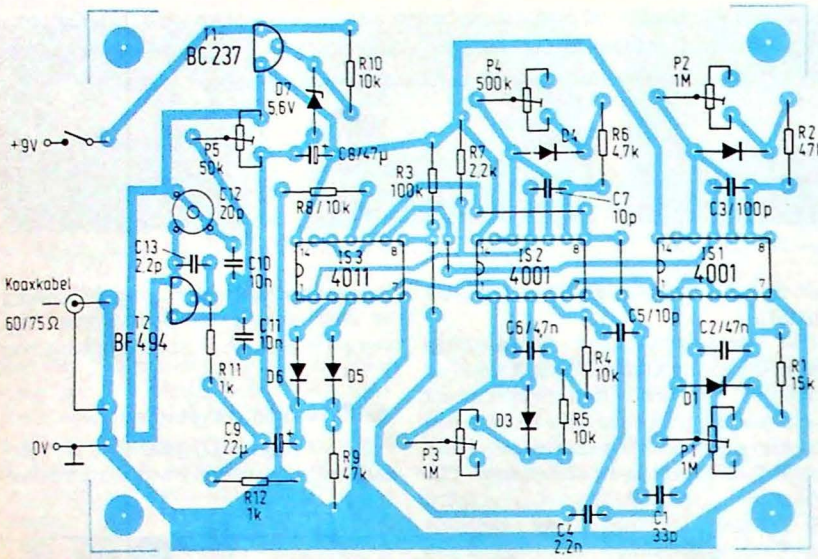


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

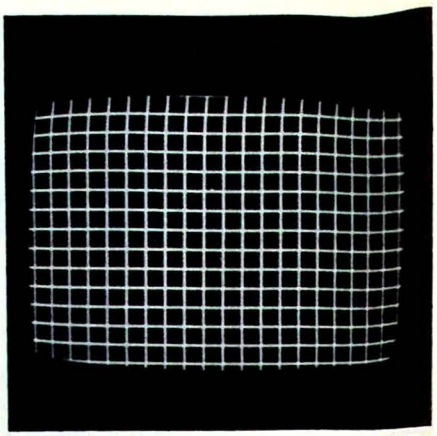


Bild 4. Das von dem Gerät erzeugte Gittermuster auf dem Bildschirm eines Fernsehempfängers

tung zu erleichtern, wurden für L 1 und L 2 gedruckte Spulen verwendet; wer die Schaltung aber auf einer Lochrasterplatine aufbaut, kann für L 1 eine aus Schaltdraht gewickelte Spule mit etwa 5 Wdg. und 4...6 mm Durchmesser nehmen. Für L 2 genügt eine Windung, die sich in der Nähe von L 1 befinden sollte.

Alle Teile, *außer den IS*, werden nun nach dem Bestückungsplan (*Bild 3b*) auf die Platine gelötet.

Vor dem Abgleich werden alle Potis in Mittelstellung gebracht. Danach sucht man sich am Fernsehgerät einen freien VHF-Kanal (Kanäle 5...12), verbindet das eingeschaltete Gerät mit dem Antenneneingang des Fernsehers und verstellt den Trimmer C 12 solange, bis der Bildschirm dunkel und rauschfrei ist. Jetzt setzt man die integrierten Schaltungen ein und verstellt P 2 langsam im Bereich der Mittelstellung, bis die senkrechten Linien deutlich erkennbar sind und sich auch nach einer kurzzeitigen Programmumschaltung sofort wieder stabilisieren. Ebenso stellt man die waagrechten Linien mit P 1 ein. Mit den Potis P 3 und P 4 läßt sich der gewünschte Abstand der Linien einstellen; eventuelle Unstabilitäten der waagrechten Linien sind durch geringfügiges Verstellen von P 3 zu beseitigen. Den günstigsten Arbeitspunkt von T 2 muß man mit P 5 versuchsweise ermitteln.

Um Brummstörungen, die den Abgleich erschweren und sogar unmöglich machen können, zu vermeiden, ist es sehr wichtig, daß der Netzstecker des Fernsehgerätes so gepolt ist, daß das Chassis nicht mit der Phase des Netzes verbunden ist. Beim betriebsfertigen Gittermustergenerator genügt es, wenn man diesen in ein abschirmendes Metallgehäuse einbaut, das mit der Masse verbunden ist. Das Mustergerät fand in einem Metallgehäuse mit den Abmessungen 118 mm x 122 mm x 50 mm Platz.

Bild 4 zeigt das erzeugte Gittermuster. Beim Arbeiten mit dem Generator empfiehlt es sich, das Bild des Fernsehempfängers relativ dunkel zu stellen, um eine optimale Schärfe der Linien zu erreichen.

Dipl.-Ing.
Rüdiger Sebens

Der nachfolgende Artikel beschäftigt sich mit dem Einsatz des Optokopplers in einer Triac-Schaltung, die Leistungen von mehreren kW galvanisch getrennt vom Netz schalten kann. Der geringe Eingangsstrom des Optokopplers macht diese Schaltung besonders für Anwendungen mit TTL-Ansteuerung geeignet.
Mit diesem Schaltungsvorschlag von Hewlett-Packard wird eine Möglichkeit der Verbindung Logik – Last in numerisch gesteuerten Werkzeugmaschinen sowie zukünftigen Generationen von mikroprozessorgesteuerten Haushaltgeräten vorgestellt.

Triac-Ansteuerung mit Optokoppler

Kontaktlose Netzschalter werden heute hauptsächlich mit Triacs realisiert. Zur galvanischen Trennung der Steuerschaltung vom Netz wurden bisher Impulstransformatoren eingesetzt. Die rasche Entwicklung auf dem Gebiet der Optoelektronik schaffte mit der Einführung des Optokopplers die Möglichkeit, den Impulstransformator durch ein preiswerteres und sehr viel kleineres Bauelement zu ersetzen.

Die galvanische Trennung von Ein- und Ausgangsseite erfolgt im Optokoppler durch eine Lichtübertragungsstrecke, die Isolationsspannungen von einigen 1000 V ermöglicht. Im Optokoppler wird der Eingangsstrom einer Leuchtdiode in Lichtsignale umgewandelt, die nach Durchlaufen der sehr kurzen Lichtübertragungsstrecke auf eine Fotodiode treffen; dort geschieht die Rückumwandlung in elektrische Signale. Die charakteristischen Größen eines Optokopplers sind neben der ma-

ximal übertragbaren Datenrate das Stromübertragungsverhältnis I_{Aus}/I_{Ein} und der Eingangsstrom. *Bild 1* zeigt die Innenschaltung des HP-Typs 4N45.

Grundsätzlich wird der Triac durch einen Steuerwechselstrom eingeschaltet, der phasengleich mit dem Laststrom ist. Der Schalter S in *Bild 2* steuert diesen Wechselstrom. Bei geöffnetem Schalter verbindet der 330-Ω-Widerstand den Steueranschluß (Gate) mit der Katode, um ein ungewolltes Zünden des Triacs zu verhindern. Ein Schließen des Schalters bewirkt das Durchschalten des Triacs.

Optokoppler mit Darlington-Ausgang wie der 4N45 sind in der Lage, diesen Steuerstrom von einigen 10 mA zu schalten. *Bild 3* zeigt die grundsätzliche Schaltung von Optokoppler und Triac. Da der Optokoppler 4N45 für eine maximale Ausgangsspannung von 7 V ausgelegt wurde, ist bei Verwendung am 220-V-Netz zur Spannungsbegrenzung ein Emitterfolger, wie in *Bild 4* zu sehen ist, erforderlich. Durch die zwei in Serie geschalteten Leuchtdioden wird die Eingangsspannung des Emitterfolgers festgelegt, so daß am Optokoppler etwa 3,6 V liegen. Der weitaus größte Teil der Spannung (maximal 307 V) wird vom Emitterfolger gesperrt. Da Transistoren mit Sperrspannungen U_{ce} größer als 300 V kaum erhältlich und zudem recht teuer sind, wurde der Emitterfolger in zwei 2N3440 aufgeteilt, die jeweils für Sperrspannungen bis zu 250 V ausgelegt sind. Damit ist auch für mögliche Impulsspitzen ausreichend Vorsorge getroffen.

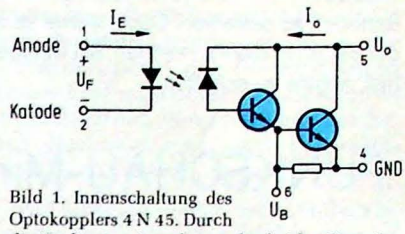


Bild 1. Innenschaltung des Optokopplers 4 N 45. Durch die Darlington-Anordnung der beiden Transistoren wird ein Stromübertragungsverhältnis von mehr als 200 % erreicht

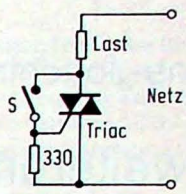


Bild 2. Prinzip einer Triac-Steuerung

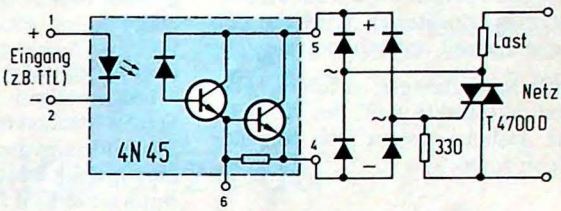


Bild 3. Steuerung eines Triac mit dem Optokoppler 4N45 für kleine Versorgungsspannungen

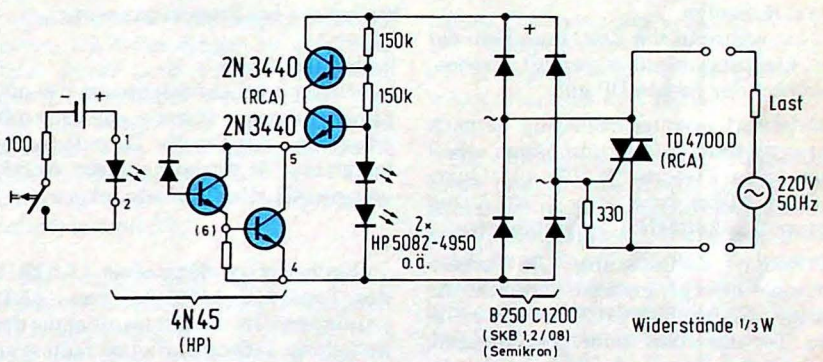


Bild 4. Schaltung für 220 V Betriebsspannung. Die in Kaskade geschalteten Transistoren 2 N 3440 begrenzen die Spannung am Optokoppler auf zulässige Werte. Statt Batterie und Schalter kann der Optokoppler natürlich auch z. B. von einem TTL-Gatter angesteuert werden

Die Steuerung des Triacs erfolgt von der Eingangsseite des Optokopplers nach Bild 4 wie folgt: Ein Eingangsstrom von 1,5 mA läßt die Ausgangsseite des Kopplers niederohmig werden, wodurch der Emitter der Begrenzungsstufe nach Minus gezogen wird. Beide Transistoren werden nun ebenfalls niederohmig, der Gleichrichter ist damit kurzgeschlossen, und der Triac zündet. Der Optokoppler wird bei unterbrochenem Eingangsstrom sekundärseitig wieder hochohmig, und der Steuerstrom des Triacs damit unterbrochen. Da der Basisstrom der Begrenzungstransistoren nicht mehr am Emitter abfließen kann, werden diese Transistoren ebenfalls hochohmig und der Optokoppler vor hohen Spannungen geschützt.

Die beiden in Serie liegenden Widerstände wurden so dimensioniert, daß bei ausgeschaltetem Koppler etwa 1 mA über die zwei Leuchtdioden (ersatzweise eine Zenerdiode ZPD 3,3) fließen, die am 330-Ω-Widerstand sehr viel weniger als 1 V erzeugen und damit den Triac nicht zünden können. Der Eingangsstrom des Kopplers wird so gewählt, daß dessen Ausgangsverlustleistung den maximal zulässigen Wert von 100 mW nicht überschreitet. Bei einem Eingangsstrom von 1,5 mA, einem Stromübertragungsverhältnis von etwa 20 und der maximalen Ausgangsspannung von 3,6 V wird dies gewährleistet. Der Brückengleichrichter muß für Netzspannung ausgelegt sein, der Strom ist mit etwa 35 mA gering. Der Triac T4700D ist bei entsprechender Kühlung bis 15 A spezifiziert, kann also am 220-V-Netz 3,3 kW schalten. Der Triac zündet in der Schaltung bereits bei Eingangsströmen des Optokopplers von 0,4 mA.

Bild 5 zeigt die Schaltung mit Netzkabel und Plastikgehäuse. Die Platine ist eingeschoben, der Triac sollte in diesem Fall (ohne Kühlkörper) aber nicht mit maximal 15 A gefahren werden. Die zwei Leuchtdioden signalisieren den Zustand vor Zünden des Triacs. Stecker und Kupplung werden wie ein Verlängerungskabel zwischen Netz und Verbraucher geschaltet. Die Materialkosten der Schaltung liegen bei ungefähr DM 50.–.

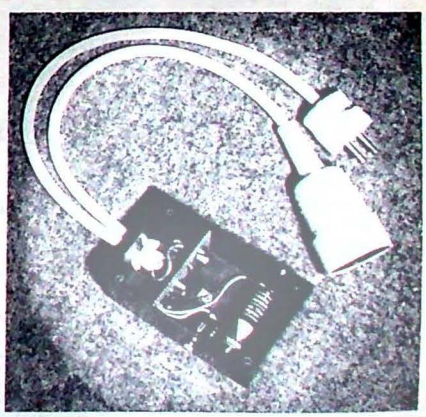


Bild 5. Das Gerät des Verfassers

Hans-Joachim Klaje

Durch den minimalen Stromverbrauch des Mini-Zählers [1] ist es möglich, diesen mit Batterien zu betreiben. Dabei wurde es oft als störend empfunden, den Ladezustand der Batterien nicht zu kennen. Mit wenigen zusätzlichen Bauelementen ist es möglich, hier Abhilfe zu schaffen.

Erweiterungen zum FUNKSCHAU-Mini-Zähler

Bei der Entwicklung der Schaltung wurde die in [2] beschriebene Möglichkeit der Dezimalpunkteinblendung berücksichtigt. Zusätzlich wird die Öffnung der Torzeit optisch angezeigt.

Sämtliche Anzeigen erfolgen über die Dezimalpunkte (DP) der Anzeigeeinheit. Dabei ergeben sich folgende Anzeigeformen:

Torzeitanzeige

Nur während der Zeit, innerhalb der die Eingangsimpulse gezählt werden, leuchtet der rechte DP auf.

Betriebsart Frequenzmessung: Je nach verwendetem IS-Typ und Quarz erhält man eine 100-ms- (7207 mit Quarz 6,5536 MHz) bzw. 1-s- (7207 A mit Quarz 5,24288 MHz) Torzeitanzeige.

Betriebsart Zeitmessung: Die Torzeitanzeige erfolgt entweder durch die Länge des durch IS 6 (CD 4013) erzeugten Tor-Impulses oder, bei externer Torzeiteingabe nach [2], durch die Länge des zugeführten Torzeitimpulses. Dabei kann es vorkommen, daß der rechte DP dauernd leuchtet. Dieses bedeutet dann allerdings keinen Fehler der Anzeige, vielmehr werden durch die Trägheit des Auges zu schnelle Schaltvorgänge nicht mehr erfaßt; eine optisch geringere Helligkeit des Dezimalpunktes ist aber bei höheren Frequenzen des Torzeitimpules wahrzunehmen.

Dezimalpunkteinblendung

Entsprechend der Schalterstellung von S1 leuchtet der gewählte DP auf [2]. Das *Bild* zeigt die Schaltung für die Dezimalpunkteinblendung bei Verwendung eines ICM 7207 A für die Torzeiterzeugung bei Frequenzmessung.

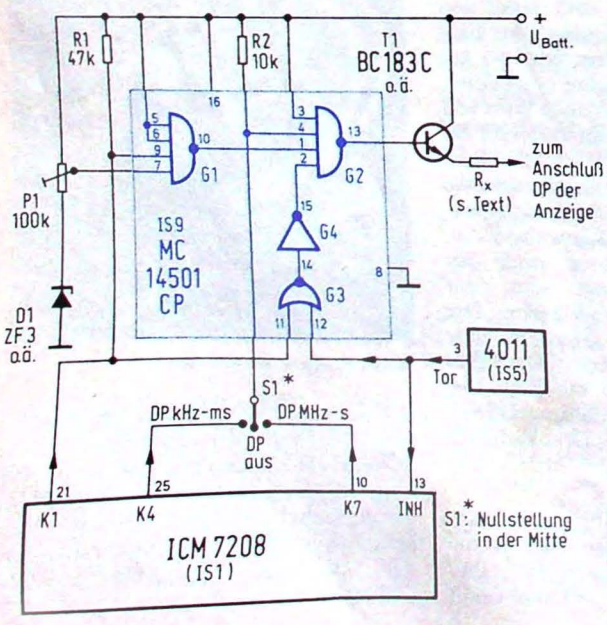
Batteriekontrolle

Es leuchten bei Unterschreiten der minimal zulässigen Batteriespannung mit Ausnahme des für die Torzeitanzeige benutzten DP entspechend der Anzeigekapazität alle Dezimalpunkte auf.

Durch Verwendung einer CMOS-IS des Typs MC 14501 CP bzw. 4501 wurde erreicht, die Stromaufnahme der Schaltung äußerst gering zu halten, so daß bei zusätzlichem Einbau in den Mini-Zähler auch weiterhin Batteriebetrieb möglich ist.

Die Schaltung

Zur Erleichterung des Verständnisses sei zunächst erwähnt, daß nach richtigem Abgleich von P 1 und ausreichend vollen Batterien an Pin 7 ein L-Pegel liegt, so daß am Ausgang des NAND-Gatters G1 dauernd H-Potential zu messen ist.



Diese Schaltung ermöglicht die Anzeige einer zu weit abgesunkenen Batteriespannung des Mini-Zählers mit Hilfe der Dezimalpunkte

Wie eingangs bereits erwähnt, wird die Anzeige der Toröffnungszeit mit dem rechten DP realisiert. Bei Ansteuerung von Pin 2 mit den Torimpulsen von IS 5 würden alle Punkte während dieser Zeit leuchten. Durch G3 und G4 wird jedoch gewährleistet, daß nur während der Zeit, innerhalb der die Katode K1 (Pin 21 des 7208) durch die Multiplexansteuerung auf „L" geschaltet wird, die Tor-Impulse zur Anzeige gelangen.

Da die IS 7208 Open-Drain-Ausgänge besitzt, ist es erforderlich, zum einwandfreien Funktionieren der Schaltung den Arbeitswiderstand R1 einzubauen, um definierte H-L-Übergänge zu erzeugen.

Unter Umgehung von G3 und G4 können die Dezimalpunkte an Pin 4 für die kHz-ms- bzw. MHz-s-Stelle eingeblendet werden. Der auch hier benötigte Arbeitswiderstand R2 ist im Wert etwas kleiner als R1 gewählt, da wegen der hohen Multiplexfrequenz der Anzeige, Transistor- und Schaltkapazitäten sowie der Verzögerungszeit des Gatters sonst nicht ausreichend gewährleistet ist, daß an Pin 4 wieder ein genügend hoher H-Pegel erscheint, um den nachfolgend angesteuerten DP auszublenden. Der Widerstand R2 ist gegebenenfalls etwas zu verkleinern, falls der nachfolgende DP noch etwas „glimmen" sollte. Durch diesen fließt bei eingeblendetem DP infolge des Multiplexbetriebes der Anzeige übrigens nur ein mittlerer Strom von weniger als 65 µA (U_{Batt} = 4,5 V)!

Der Wert für R1 ist unkritischer, da wegen der zwischengeschalteten Gatter die Schaltzeiten weniger zum Tragen kommen.

Beim Unterschreiten der minimal noch zulässigen Batteriespannung sind zunächst alle Eingänge von G1 auf „H", an Pin 10 erhält man „L", so daß alle Signale, die sonst zusätzlich über G2 lau-

fen, gesperrt werden; ohne Zusatzbeschaltung würde man an Pin 13 auf Grund der NAND-Eigenschaft des Gatters dauernd „H" messen, sämtliche Punkte der Anzeigeeinheit würden entsprechend der Anzeigekapazität leuchten. Da die Schaltung aber so ausgelegt werden sollte, daß die Torzeitanzeige weiterhin erfolgt, wurde zusätzlich eine Verbindung von Pin 9 zu K1 (Pin 21 der 7208) hergestellt. Dadurch ist gewährleistet, daß bei Ansteuerung der Katode K1 durch den kurzen Multipleximpuls der Tor-Impuls von IS 5 doch angezeigt werden kann.

Da die IS MC 14501 den erforderlichen Treiberstrom für die Anzeige nicht liefern kann, wurde T1 als Treiberstufe eingebaut. T1 bildet einen Emitterfolger, so daß keine Phasendrehung zwischen Eingangs- und Ausgangssignal entsteht.

Der Wert des Widerstandes R_x ist gleich groß wie die in der Schaltung des Mini-Zählers verwendeten Segmentwiderstände der Anzeigeeinheit zu wählen (üblicherweise 1 kΩ nach [1]), um eine gleich helle Anzeige zu erreichen.

Abgleich der Batteriekontrolle

Bei 3 V Betriebsspannung ist P1 so einzustellen, daß die DP gerade anfangen zu leuchten.

Falls irgendeine Funktion des Mini-Zählers bei 3 V nicht mehr in Ordnung sein sollte, was aber höchst unwahrscheinlich ist, kann in Reihe mit D1 eine Silizumdiode, z. B. 1N4148, geschaltet werden. Der Abgleich „Batteriekontrolle" ist dann bei der in [1] angegebenen unteren Grenze der Betriebsspannung von 3,5 V durchzuführen.

Dadurch, daß D1 durch den minimalen Querstrom bereits im flachen Teil der Kennlinie arbeitet, gehen bei der hier vorliegenden Schaltungskonfiguration auch die Eingangsströme von G1 auf die Bestimmung der Größe des Vorwiderstandes ein. Die Streuungen dieser Eingangsströme sind nicht unerheblich, so daß zum Zweck eines sicheren Nachbaus statt eines Festwiderstandes das Poti P1 eingebaut wurde.

Auf alle Fälle sollten beim Aufleuchten der Dezimalpunkte infolge einer zu geringen Batteriespannung die Batterien sofort gewechselt bzw. die Akkus nachgeladen werden. Hierzu eignen sich übrigens vorzüglich einige Netz-Lade-Geräte von Taschenrechnern, die mit gleich hohen Betriebsspannungen wie der FUNKSCHAU-Mini-Zähler arbeiten.

Die in [1] gegebenen Hinweise für den Umgang mit CMOS-IS sollten hinreichend beachtet werden. Der Einbau der Zusatzschaltung in den Mini-Zähler ist auf alle Fälle bei ausgeschaltetem Gerät durchzuführen!

Literatur

[1] *Gößler, R.:* Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, Heft 7, S. 271.

[2] *Gößler, R.:* Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, Heft 7, S. 303.

LED – Mittenanzeige

Um die beste Empfangsqualität bei einem UKW-Empfänger zu erreichen, muß dieser exakt auf die Senderfrequenz abgestimmt werden. Eine Einstellung allein nach Gehör ist kaum möglich, eine Abstimmanzeige sollte daher vorhanden sein. Leider ist diese auch bei relativ teuren Geräten nicht selbstverständlich.

Bei den gebräuchlichen FM-Demodulatoren ist die Nf einem bestimmten Gleichspannungswert überlagert, der sich bei einer Verstimmung ändert. Dieser Effekt wird zur Abstimmungsanzeige ausgenutzt, indem diese Spannung mit einer (zum Abgleich einstellbaren) Festspannung verglichen wird. Bei Demodulatoren mit separatem AFC-Ausgang kann zweckmäßigerweise dieser benutzt werden.

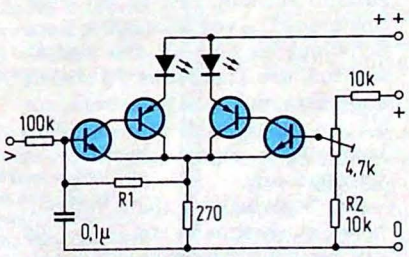


Bild 1. Mittenanzeige für UKW-Empfänger mit zwei Leuchtdioden als „Helligkeitswaage"

Die übliche mechanische Analoganzeige besteht aus einem Drehspulinstrument, meist mit Differenzverstärker. Die Genauigkeit ist bei einem guten (und dann auch teuren) Instrument kaum zu überbieten. Ein nachträglicher Einbau scheitert aber meist am fehlenden Platz auf der Frontplatte.

Bisher bekanntgewordene elektronische Anzeigen arbeiten digital, wobei das Aufleuchten einer bestimmten LED die genaue Einstellung signalisieren soll. Eine genaue Anzeige ist hiermit nicht möglich, da als „Mitte" stets ein Bereich angezeigt wird, der bei schmaler Auslegung ein Flackern der Anzeige wegen der Sender-FM zur Folge hat. Auch eine Einstellung auf größte Helligkeit ist schlecht möglich, weil ein Vergleichswert fehlt und eine Beurteilung nur beim Betätigen der Abstimmung möglich ist. Oft ist auch der Aufwand bei der Ansteuerung so hoch, daß kein Kostenvorteil gegenüber der me-

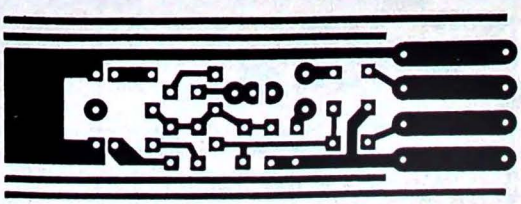


Bild 2. Die Platine ist klein genug, um direkt hinter die Frontplatte der meisten UKW-Empfänger montiert werden zu können

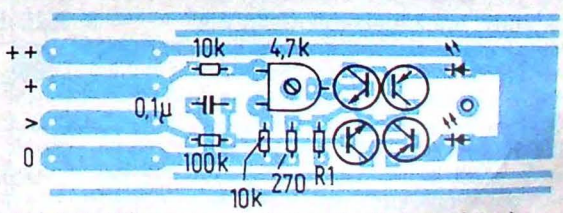


Bild 3. Bestückungsplan zur Platine. Der Widerstand R 1 kann meist weggelassen werden, er ermöglicht bei Bedarf eine Reduzierung der Anzeigeempfindlichkeit

chanischen Anzeige mehr existiert. Es sollte daher eine rein elektronische Abstimmanzeige gefunden werden, die möglichst die Genauigkeit des Zeigerinstrumentes mit wenig Aufwand und gängigen Bauteilen erreicht.

Die genaueste Ablesung ist bei einem Helligkeitsvergleich möglich. Schon bei zwei LED nebeneinander sind geringste Unterschiede deutlich zu erkennen.

Zur Ansteuerung dient ein Impedanzwandlerpaar, bei dem durch eine komplementäre Darlingtonstufe eine hohe Stromverstärkung erreicht wird. In den Kollektorzweigen liegen die Anzeige-LED (*Bild 1*). Zur Strombegrenzung dient der gemeinsame Emitterwiderstand, wodurch der Gesamtstrom der Anzeige immer gleichbleibt. Eine Änderung der Basisströme ändert auch die Stromverteilung und damit die Helligkeit der LED. Als Transistoren eignen sich praktisch alle Kleinsignaltypen mittlerer Stromverstärkungsgruppen.

Der Eingang der Schaltung wird mit dem Nf- oder AFC-Ausgang verbunden, z.B. TBA 120, Pin 8, oder CA 3089, Pin 7. Die LED können direkt auf die Platine gelötet werden, wenn der Platz an der Frontplatte ausreicht. Zur Signalzuführung genügt eine nicht abgeschirmte Leitung, wenn der Widerstand des Siebgliedes am Eingang direkt an den Demodulator gelötet wird; an seine Stelle auf der Platine kommt dann eine Drahtbrücke. Der positive Anschluß des Spannungsteilers sollte mit der Stromversorgung am Demodulator verbunden werden, um eine Drift der Anzeige zu vermeiden; dagegen ist die Versorgung der LED ohne Einfluß auf die Funktion. Falls die Schaltung zu empfindlich reagiert, kann für R1 ein Widerstand von etwa 1 MΩ eingelötet werden; andernfalls entfällt dieser Widerstand. *Bild 2* zeigt eine kleine passende Platine und *Bild 3* den Bestükkungsplan.

Zum Abgleich sucht man etwa in der Mitte des UKW-Bereiches eine Stelle ohne Sendersignal (bei abgeschalteter AFC) und stellt mit dem Trimmer die beiden LED auf gleiche Helligkeit ein. Der Spannungsteiler muß eventuell an unterschiedliche Eingangsspannungen angepaßt werden.

Bei vielen Empfängern ist zur Steuerung der AFC eine symmetrische Spannung vorhanden, die entweder direkt vom Demodulator erzeugt (z.B. CA 3089, Pin 7 und 10) oder extern eingestellt wird. Auf jeden Fall ist die Differenz bei richtiger Abstimmung = 0. Dann kann R2 weggelassen werden, und das Trimmpoti wird durch eine Drahtbrücke ersetzt. Unsymmetrien können durch eine Korrektur des FM-Demodulatorkreises ausgeglichen werden.

Reinhard Bellin

Schaltungskniff

LC-Oszillator für (fast) beliebige L/C-Verhältnisse

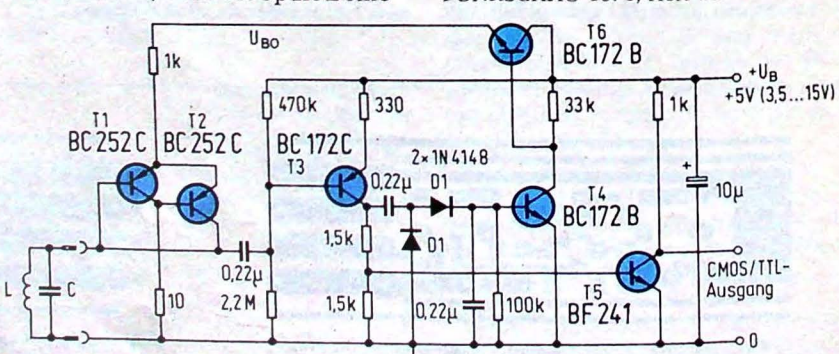
Für Meßzwecke wurde eine LC-Generatorschaltung benötigt, deren Spannung U_{SS} am Schwingkreis 0,5 V nicht übersteigen durfte und die auch bei extremen L/C-Verhältnissen sowie in einem großen Resonanzwiderstandsbereich einwandfreie Sinusform hat. Diese Aufgabe konnte mit der im *Bild* gezeigten Schaltung gelöst werden.

Sie baut auf einer bekannten [1], zweipoligen Oszillatorschaltung mit den Transistoren T1 und T2 auf. Deren Spannung am Schwingkreis wird mit dem Transistor T3 verstärkt und in einer Verdopplerschaltung gleichgerichtet. Übersteigt die Spannung am Ladekondensator die Basis-Emitter-Schwellenspannung des Transistors T4, wird dieser leitend, seine Kollektorspannung und damit die Betriebsspannung U_{BO} des eigentlichen Oszillators sinkt ab. Damit wird der Strom und somit auch die Verstärkung der Oszillatortranisistoren T1 und T2 so weit verringert, bis sich ein Gleichgewichtszustand einstellt. Dies ist bei einer Spannung U_{SS} von etwa 300 mV am Schwingkreis der Fall. Der Kollektorstrom des Transistors T3 steuert außerdem den Ausgangstransistor T5, an dessen Kollektor ein TTL-kompatibles Signal abgenommen werden kann.

Am Schwingkreis steht eine saubere Sinusspannung von U_{SS} = 300 mV bei einer Betriebsspannung U_B von 3,5...15 V, wenn die Spule L eine Induktivität von etwa 50 µH bis 100 mH und der Kondensator eine Kapazität von etwa 50 pF...5 µF hat. Die Kombination ist praktisch beliebig. Bei einer 50-µH-Spule und einem 5-µF-Kondensator schwingt der Generator mit etwa 10 kHz, bei einer 100-mH-Spule mit etwa 50 pF Wicklungskapazität schwingt er mit etwa 700 kHz, bei 50 pF und 50 µH mit etwa 3,2 MHz.

Der 10-Ω-Widerstand verhindert wildes Schwingen. Die Schaltung ist mit beliebigen Transistoren funktionsfähig, nur die Transistoren T1...T3 sollten eine hohe Stromverstärkung haben.

Günter Peltz



Schaltung des amplitudengeregelten LC-Oszillators

Literatur

Peltz, G.: Zweipolige Oszillatorschaltungen für Parallel- und Serienresonanz. FUNKSCHAU 1971, Heft 15.

Die nachfolgend beschriebene Schaltung liefert sehr steilflankige Rechtecksignale veränderlicher Frequenz und mit 15 V Spannungshub. Sie eignet sich daher vor allem als Taktgeber für CMOS- oder TTL-Schaltungen oder auch als preiswerter Rechteckgenerator fürs Heimlabor.

Martin Weitzel

Einfacher Rechteckgenerator

Das Herz der Schaltung ist der CMOS-Baustein 4047 (astabiler/monostabiler Multivibrator). Da dessen Ausgänge nur mit etwa 2,5 mA belastbar sind, ist eine Leistungsstufe nachgeschaltet. Außerdem stehen noch zwei gegenphasige Signale an Ausgängen mit offenem Kollektor zur Verfügung. Unter „Ausgang mit offenem Kollektor" versteht man die in *Bild 1* angegebene Schaltung. Die Spannung des

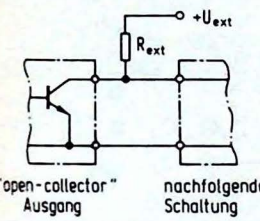


Bild 1. Eine TTL-IS mit „offenem Kollektor" erlaubt Ausgangsspannungen bis zu 30 V

High-Pegels hängt hierbei ausschließlich von der Spannung U_{ext} ab. Besonders wertvoll ist dies z. B., wenn der Generator eine Digitalschaltung ansteuert und U_{ext} identisch mit der Versorgungsspannung dieser Digitalschaltung ist. Dadurch ist sichergestellt, daß am Eingang der nachfolgenden Schaltung auf keinen Fall deren Betriebsspannung überschritten wird, auch dann nicht, wenn man diese (evtl. versehentlich) abschaltet. Viele digitale IS können nämlich beschädigt werden, wenn die Eingangsspannung eines Gatters die Betriebsspannung überschreitet, und gerade das wird durch die Ausgänge mit offenem Kollektor mit Sicherheit vermieden. Da Eingänge von TTL-Schaltungen im offenen Zustand High-Pegel führen, können diese von den Ausgängen mit offenem Kollektor übrigens direkt angesteuert werden, d. h. R_{ext} kann dann entfallen.

Die Schaltung

Der Baustein IS 1 ist als astabiler Multivibrator geschaltet, wie aus *Bild 2* hervorgeht. Die frequenzbestimmenden Bauteile R_f und C_f (*Bild 3*) ergeben sich aus der Beziehung:

$$f \approx \frac{1}{4{,}4 \cdot R_f \cdot C_f}$$

Zu den hohen Frequenzen hin funktioniert der Baustein noch einwandfrei mit C_f = 27 pF und R_f = 5,6 kΩ, also etwa mit 1,5 MHz. Zu tiefen Frequenzen hin sind praktische Grenzen durch die beschaffbaren Bauelemente gesetzt (C_f sollte kein Elektrolytkondensator sein). In der vom Autor gebauten Version liegt die untere Frequenzgrenze mit C_f = 4,7 µF und R_f = 105,6 kΩ bei 0,5 Hz.

Dem IS-Ausgang folgt eine Leistungsstufe mit T 1, T 2. Da die Spannung an den Ausgängen der IS 1 praktisch nur den Wert Null oder $+U_b$ annimmt und der Wechsel zwischen den beiden Zuständen sehr schnell vor sich geht, ist immer einer der beiden Transistoren T 1, T 2 (bzw. T 1', T 2') leitend und der andere gesperrt. Zusammen

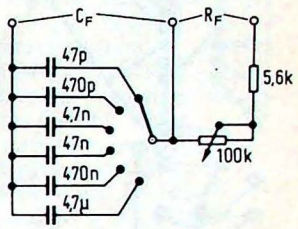
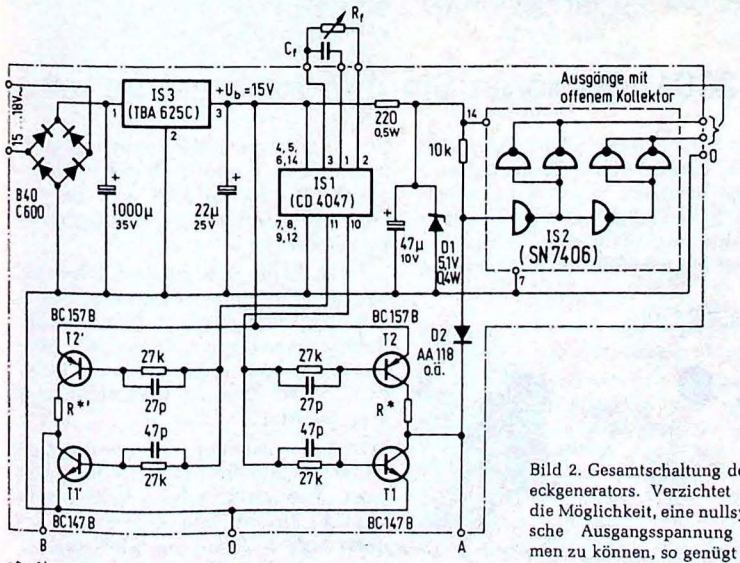


Bild 3. Dimensionierung der frequenzbestimmenden Bauelemente

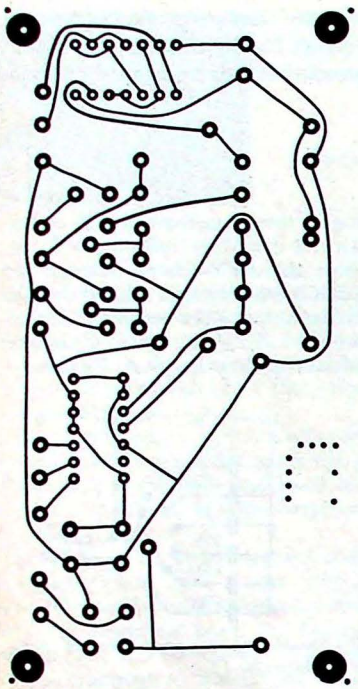
mit der kapazitiven Überbrückung der Basisvorwiderstände der Transistoren liefert die gewählte Schaltung auch bei größerer Belastung sehr steile Impulsflanken bei unbedeutendem Überschwingen. Der Widerstand R* (bzw. R*') macht die Schaltung nach Masse kurzschlußfest und sollte dafür etwa 150 Ω betragen. Allerdings beeinträchtigt dieser Widerstand ein wenig die Steilheit der positiven Flanken. Es ist deshalb auch möglich ihn wegzulassen, wenn die Leistungsstufe durch andere Maßnahmen vor Kurzschluß des Ausgangs geschützt wird; kurzzeitig schützt hier auch die Strombegrenzung des Spannungsreglers im Netzteil.

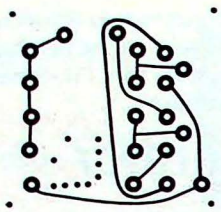
Das Ausgangssignal einer Leistungsstufe ist unipolar (d. h., die Ausgangsspannung liegt zwischen 0 und $+U_b$). Wird ein bipolares Ausgangssignal (zwischen $+U_b$ und $-U_b$) benötigt, so kann noch eine zweite Leistungsstufe (T 1', T 2') aufgebaut und über Pin 11 von IS 1 angesteuert werden. An diesem Anschluß steht ein gegenüber Pin 10 invertiertes Signal zur Verfügung. Die Auskopplung des Ausgangssignals erfolgt dann nicht zwischen „A" und Masse („O") sondern zwischen „A" und „B". Aus diesem Grund muß der Rechteckgenerator massefrei aufgebaut werden. Der Vorteil gegenüber der Auskopplung des unipolaren Signals über einen Kondensator liegt im doppelten Ausgangsspannungshub und der Gleichstromkopplung, d. h., auch bei niedrigen Frequenzen und hoher Last tritt keine „Dachschräge" des



R*, R*': siehe Text

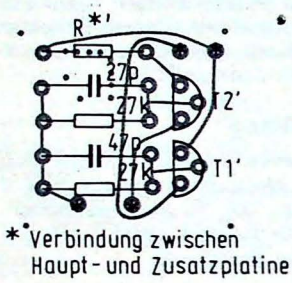
Bild 2. Gesamtschaltung des Rechteckgenerators. Verzichtet man auf die Möglichkeit, eine nullsymmetrische Ausgangsspannung entnehmen zu können, so genügt auch ein einziges Komplementärpaar (T1, T2)

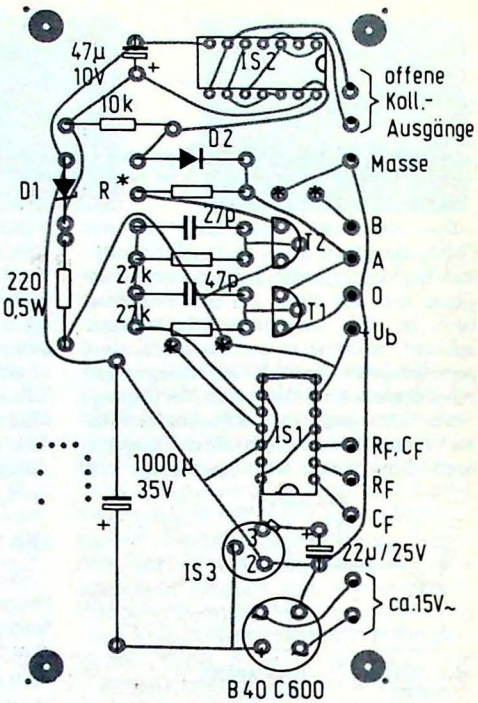




◄ Bild 4. Layout für die Haupt- und Zusatzplatine

Bild 5. ►
Bestückungsplan für die Haupt- und die Zusatzplatine





Rechtecksignals auf. Für die zweite Endstufe ist eine kleine Zusatzplatine vorgesehen, die an vier kurzen Drähten direkt über die Endstufe auf der Hauptplatine montiert werden kann. Natürlich ist auch in dieser Version ein unipolares Ausgangssignal möglich, wobei dann an der zweiten Leistungsstufe ein genau gegenphasiges Signal zur Verfügung steht.

An die Leistungsstufe A ist über D 2 die Ausgangsstufe mit offenem Kollektor angeschlossen. Hierfür wird IS 2 (7406) verwendet, die sechs Inverter mit einem solchen Ausgang enthält. Die Inverter sind so zusammengeschaltet, daß zwei komplementäre Ausgänge zur Verfügung stehen. Die Ausgangstransistoren dieser IS besitzen eine zulässige Sperrspannung von 30 V (dies ist damit auch die Grenze für U_{ext}, vergl. Bild 1) und dürfen mit 40 mA belastet werden. Zwar sind zwei Inverter parallel geschaltet, eine gleichmäßige Stromverteilung ist aber nicht sichergestellt; deshalb sollte die Gesamtlast 50 mA nicht wesentlich überschreiten (was auch für die meisten Anwendungszwecke ausreicht, z. B. zum Ansteuern von über 30 TTL-Eingängen).

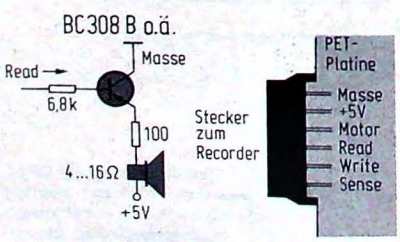
Aufbau des Generators

Die Schaltung ist einschließlich eines Brückengleichrichters und dem Spannungsregler IS 3 (TBA 625 C) auf einer Platine der Größe 100 mm x 50 mm und evtl. einer kleinen Zusatzplatine für die zweite Leistungsstufe (*Bild 4*) untergebracht. *Bild 5* zeigt die Bestückung. Hat man keinen Widerstand R* (bzw. R*') vorgesehen, so sollte ohne eingebaute IS 1 keine Betriebsspannung angelegt werden, da beide Transistoren der Leistungsstufe aufgesteuert würden und (unter ungünstigen Bedingungen) durch thermische Überlastung nach kurzer Zeit zerstört werden könnten.

An die fertig bestückte Platine müssen extern nur noch der Netztrafo und die frequenzbestimmenden Elemente sowie der Ausgangsspannungsteiler angeschlossen werden. Der Netztrafo soll eine Sekundärspannung von 15...18 V liefern und muß mit etwa 200 mA belastbar sein. Die frequenzbestimmenden Elemente können nach der angegebenen Formel den eigenen Erfordernissen angepaßt werden. Mit der in Bild 3 angegebenen Dimensionierung erreicht man sechs dekadisch abgestufte Bereiche von 0,5 Hz bis 750 kHz mit einer Variation von 1 : 18 pro Bereich. ■

PET 2001: So hören Sie Ihre Programme mit

Wenn Sie den in FUNKSCHAU 1978, Heft 12, vorgestellten Heimcomputer PET 2001 besitzen, so werden Sie festgestellt haben, daß es recht nützlich wäre, die Kassetten beim Abspielen über den eingebauten Recorder mithören zu können, ganz einfach, um kontrollieren zu können, ob nun überhaupt etwas auf dem Band ist, oder auch, um ein sinnloses Suchen von Programmen zu vermeiden.



So kann man beim PET die auf Kassette aufgezeichneten Daten mithören

Das *Bild* zeigt zu diesem Zweck eine wirklich einfache Schaltung, die das Mithören der Daten sowohl bei Aufnahme als auch bei Wiedergabe gestattet. Der Lautsprecher kann z.B. auf die Lüftungsschlitze des Bodenbleches geklebt werden.

Sie werden sehen, wie beruhigend es ist, wenn Sie Ihre Daten hören. Übrigens: Geschulte Ohren hören sofort „ihr" Programm aus einer Vielzahl anderer heraus. Probieren Sie's aus!

Hans Neumayr

Karl-Heinz-Schmidt

Für den Scheibenwischer gibt es seit langem Intervallschaltungen, die eine Anpassung der Wischwiederholzeit an die momentanen Bedürfnisse gestatten. Die hier vorgestellten Schaltungen tun etwas anderes: Sie „fühlen", ob es sich lohnt, den Scheibenwischer ein- bzw. abzuschalten, und tun dies bei Bedarf automatisch. Doch hat dies auch seine Probleme...

Automatische Scheibenwischersteuerung

Für den Techniker scheint es auf dem ersten Blick einfach, hier gängige Verfahren vorzuschlagen, es handelt sich hier doch um eine, auf der Isolierfläche aufliegende oder aufprallende, elektrisch leitende Nässe, die galvanisch, kapazitiv, optisch oder elektrostatisch registriert werden kann. Trotzdem wird es bei eingehender Betrachtung klar, daß es schwierig ist, alle grundsätzlichen Forderungen zu erfüllen. Es müssen die unterschiedlichsten Niederschlagsarten möglichst exakt erfaßt werden, um stets den optimalen Ein- oder Ausschaltmoment zu erreichen.

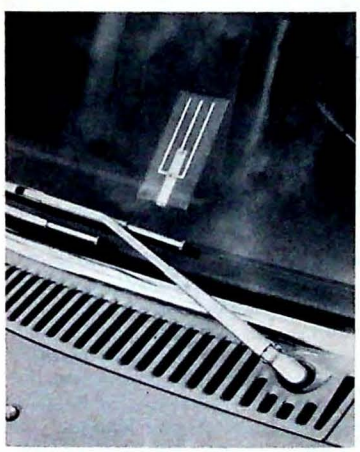


Bild 1. Versuchsaufbau einer automatischen Scheibenwischersteuerung mit kapazitivem Fühler und Hf-Brücke

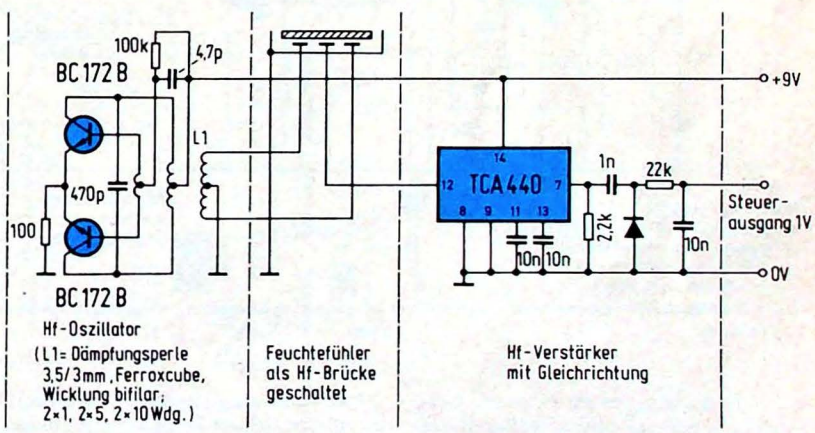


Bild 2. Schaltung einer automatischen Scheibenwischersteuerung, ohne Relais-Auslösung, wie in Bild 1 ausgeführt

Denn ein zu frühes Ein- bzw. zu spätes Abschalten läßt den Wischer zu lange „trocken laufen" und unnötig verschleißen; dagegen führt ein zu spätes Ein- bzw. zu frühes Abschalten zu gefährlichen Sichtbehinderungen.

Die zeitliche Anpassung der Schaltmomente liegt bei Nebelnässe anders als bei Nieselregen, und bei Nieselregen anders als bei Landregen; die plötzliche, ungemein heftige Reifengischt passierender Fremdfahrzeuge erfordert – insbesondere bei Scheibenwischern mit zwei Geschwindigkeiten – wiederum andere Schaltkriterien. Dagegen sollen eventuell auftreffende Insekten oder Staubteilchen nicht zur Schaltauslösung führen, auch sollen mechanische Erschütterungen oder elektrische Störungen (eigenes Bordnetz, Funksender oder Stromversorgungsleitungen) sowie Temperatur- und Verwitterungseinflüsse wirkungslos bleiben.

Der einfachste Lösungsvorschlag für eine elektronische Scheibenwischersteuerung nutzt die direkte elektrische Leitfähigkeit der jeweils aufliegenden Nässe aus. Dazu muß der Feuchtefühler in Form flach nebeneinander liegender, elektrisch leitender Kontaktbahnen außen auf der Windschutzscheibe, vorzugsweise innerhalb des Wischbereichs, angeordnet werden. Verbindet ein auftreffender Regentropfen zwei Kontaktbahnen galvanisch miteinander, so wird eine Schaltstufe betätigt und der Wischermotor eingeschaltet. Ein Wischer streift dann gleichzeitig über die Kontaktbahnen die aufliegende Nässe ab und läßt damit die Schaltstufe zurückfallen. Der Wischermotor bleibt jedoch über seinen eigenen Endlagenschalter bis zur Wischer-Parkstellung in Gang, sofern nicht neu auftreffende Feuchte die Schaltstufe abermals betätigt. Diese galvanische Feuchteregistrierung ist auch bei Nebelnässe wirksam und weitgehend unempfindlich gegenüber mechanischen und elektrischen Störungen. Leider ergeben sich oftmals Abschaltverzögerungen, weil die die Kontaktbahnen überdeckende Nässe hier wesentlich fester als auf homogenen Glasflächen haftet (Adhäsion). Auch unterliegen der offene Fühler, die Kontaktierung und Ableitung sehr stark der Verwitterung, des Abriebes und der Verschmutzung; eine dauernde Wartung ist unumgänglich.

Bei der kapazitiven Feuchteermittlung über eine Hf-Brücke kann der Fühler – abrieb- und witterungsgeschützt – auf der Innenseite der Windschutzscheibe, innerhalb des Wischbereichs, angeordnet werden. Diese kapazitive Feuchteermittlung spricht auch auf trockene, „sowohl leitende als auch nichtleitende Bedeckung an; bei einer nichtleitenden Bedeckung erfolgt eine umgekehrte Kapazitätsverschiebung durch die veränderte, resultierende Dielektrizitätskonstante zwischen der verdrängten Luft und der nun (außen) aufliegenden Fremdmasse". *Bild 1* zeigt eine solche Ausführung, *Bild 2* die

zugehörige Schaltung. An den beiden äußeren Fühlerbahnen liegt eine erdsymmetrische Hf-Spannung (etwa 1 MHz, 2x 6 V) an. Auf der mittleren Bahn bildet sich eine resultierende Brückenspannung, die sich infolge der außen auf der Scheibe ungleichmäßig auftreffende Feuchte verändert.

Die sich dabei ergebenden sehr kleinen Kapazitätsveränderungen zwingen jedoch zur unmittelbaren Zusammenfassung von Fühler und Elektronik, deswegen müssen der Hf-Generator und der Hf-Verstärker mit seiner Gleichrichtung eng mit dem Fühler verkoppelt – auf der Scheibe plaziert werden. Die Empfindlichkeit gegenüber Sprühregen und Nebelnässe ist bei dieser Ausführung nicht ausreichend, im Nahbereich von Rundfunksendern ist

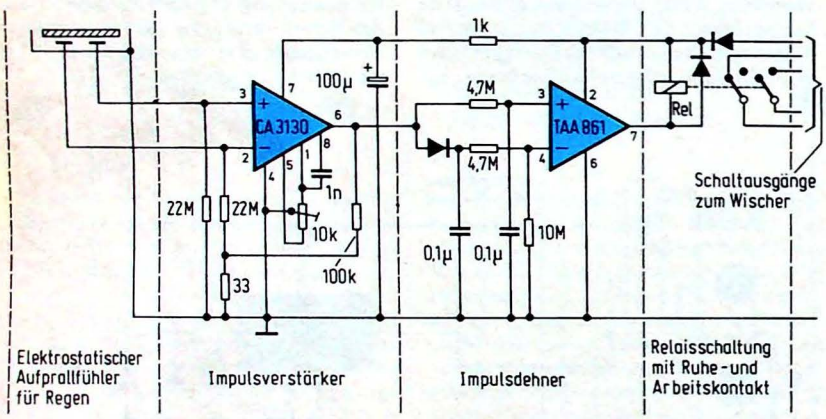


Bild 3. Vollständige Schaltung einer automatischen Scheibenwischersteuerung mit elektrostatischem Aufprallfühler

mit Schaltstörungen zu rechnen; gelegentlich wurden – offensichtlich durch das vorübergehende Auftreten elektrostatisch geladener Regentropfen – länger anhaltende Dauerverstimmungen des Brückenabgleiches beobachtet. Da der über den Fühler gleitende Wischer eine zusätzliche Brückenverstimmung und damit Schaltauslösung bewirkt, muß die nachfolgende Schaltstufe (hier nicht gezeichnet) entsprechend ausgelegt werden.

Die kapazitive Aufprallimpulsermittlung registriert das Auftreffen fester und flüssiger Bestandteile auf einer nichtleitenden Fläche; es ist von geringer Bedeutung, ob diese elektrisch leitend oder nichtleitend sind. Eine Löschung der Bedeckung ist jetzt nicht notwendig; d. h., daß der Feuchtefühler mit seiner Elektronik fast an jeder beliebigen Stelle des Kraftfahrzeuges – z. B. auch an der Vorderseite eines Außenrückspiegels – angebracht werden darf. Statt des aufwendigen Wechselfeldes wird hier ein künstliches Gleichspannungsfeld genutzt, dessen durch Tropfenaufprall verursachte Feldänderung als Spannungsimpulse gewonnen, verstärkt und zeitlich gedehnt wird und so den Wischermotor startet. Bei Versuchen mit dieser elektronischen Aufprallregistrierung wurde überraschend offenkundig, daß jeder auftreffende Tropfen auch bei abgeschaltetem Gleichspannungsfeld einen verwertbaren elektrischen Spannungsimpuls erzeugt. Es kann angenommen werden, daß der Aufprall jeder Materie von einem natürlichen elektrischen Ladungsausgleich begleitet wird, welcher in nichtleitender Materie zu einem elektrischen Ladungstransport führt.

Im Gegensatz zu kapazitive Aufprallimpulsermittlung kann auf ein zusätzliches Gleichspannungsfeld verzichtet werden. Die Erprobungsschaltung für die elektrostatische Aufprallregistrierung kann einfachsterweise in ein handelsübliches Kunststoffgehäuse eingesetzt werden. Hinter der Fühlerfläche, die hier vom Gehäusedeckel gebildet wird, wird eine doppelkaschierte Leiterplatte oder eine normale Glasspiegelplatte mit den ungefähren Abmessungen 50 mm x 50 mm geklebt. Auf der Oberseite der doppelkaschierten Leiterplatte werden die beiden Feuchtefühler ausgeätzt bzw. auf der Glasseite des Spiegels mit Leitsilber aufgetragen. Die untere Kaschierung der Leiterplatte bzw. die metallische Versilberung des Spiegels wird mit Masse verbunden und dient zur Abschirmung. Auf der Plattenunterseite werden die elektrischen Bauteile aufgeklebt, die IS mit den Anschlüssen nach oben. Bevor die Platte unter den Deckel geklebt wird, sollten beide Teile über eine offene Flamme geschwenkt werden; durch die Eliminierung elektrostatischer Spannungsfelder (Reibungselektrizität) werden Störauslösungen infolge mechanischer Erschütterungen (Mikrofonieeffekt) weitgehend vermieden. *Bild 3* zeigt eine Schaltung zur elektrostatischen Aufprallermittlung. Mit P 1 wird auf Nullpegel des CA 3130 abgeglichen. Läßt man einen Wassertropfen oder einen Zündholzsplitter auf die aktive äußere Deckelfläche fallen, wird beim Auftreffen ein elektrostatischer Impuls ausgelöst, welcher sich dielektrisch durch den Kunststoff fortpflanzt und in den unten anliegenden Fühlern elektrische Impulse induziert. Diese bewirken – nach Verstärkung im CA 3130 und zeitlicher Dehnung im TAA 861 – einen kurzzeitigen Relaisanzug und damit den Start des Wischermotors. Der Endlagenschalter des Wischermotors übernimmt die Steuerung und schaltet erst bei Erreichen der Parkstellung wieder ab. Jeder zwischenzeitlich auftreffende Tropfen bewirkt einen weiteren Relaisanzug, so daß bei stetem Regeneinfall ein ununterbrochener Ablauf der Scheibenwischersteuerung gewährleistet ist.

Diese Elektrometerschaltung ist allerdings gegenüber Wechsel- und „wechselnden" Gleichspannungseinstrahlungen sehr störanfällig. Netzeinstrahlungen (z. B. beim Unterqueren von Hochspannungsleitungen) werden jedoch weitgehend durch die Gleichtaktunterdrückung des ersten Operationsverstärkers in Verbindung mit der doppelten, exakt symmetrischen Fühlergestaltung unwirksam. Die Reste auftreffender Dieselabgase können – nur bei sehr trockenen Witterungslagen – ungewollte Schaltauslösungen bewirken (Ionisation). Weiterhin ist es interessant, daß auch auftreffende Abgase einer offenen Flamme die Schaltung auslösen. Die Schaltung spricht auf auftreffende oder fortgepustete kleinste Wattefussel an, ebenso wie sie auf einen schnell im Abstand von 10 bis 30 Zentimeter vorbeibewegten Kunststoffhalm (Trinkhalm) anspricht, sofern dieser elektrostatisch geladen ist.

So können die hier vorgestellten elektrischen Scheibenwischersteuerungen zum gegenwärtigen Zeitpunkt noch nicht als optimale Lösungen angesehen werden. Für den Techniker ergeben sich als Neben- oder Abfallprodukte interessante Lösungsansätze zur Bewältigung anderer Entwicklungsaufgaben.

Erwin Seppelfeld

Das hier beschriebene Gerät wurde vor allem für das Laden von NiCd-Akkus in Mignonzellen-Größe entwickelt, läßt sich aber für alle Kleinakkus mit Ladeendspannungen zwischen etwa 1 V und 15 V verwenden. Der maximale Ladestrom beträgt bei der beschriebenen Version etwa 100 mA, läßt sich aber durch externe Bauelemente beliebig erweitern.

Universelles Ladegerät für Kleinakkus

Das Messen der Klemmenspannung zur Feststellung des Ladezustandes ist nicht unproblematisch, da sie bei NiCd-Akkus nicht sehr stark ansteigt und nicht nur vom Ladezustand, sondern auch von der Größe des entnommenen Stromes abhängt. Damit die Klemmenspannung als Maß für den Ladezustand trotzdem noch einigermaßen aussagekräftig ist, wird der Akku während des Meßvorganges durch Entnahme eines konstanten Stromes belastet. Außerdem kann die Klemmenspannung bis auf etwa 50 mV gemessen werden.

Trennt man einen geladenen Akku von der Ladeschaltung, so verliert er innerhalb eines Monats ca. 35 % seiner Ladung. Um das zu vermeiden, wird der Ladestrom nach Erreichen der Ladeendspannung auf $^1/_3$ seines Nennwertes reduziert. Mit diesem Ladeerhaltungsstrom kann der Akku, ohne Schaden zu nehmen, unbegrenzte Zeit weitergeladen werden. (Nähere Angaben zu diesem Komplex finden sich in [1] und [2].) Der Nennladestrom beträgt in der Regel $^1/_{10}$ des Zahlenwertes der Kapazität. Der Nennentladestrom zum Prüfen der Klemmspannung ist doppelt so groß.

Funktionsweise der Schaltung

Wie aus *Bild 1* hervorgeht, besteht die Schaltung aus vier Funktionsblökken. Der Impulsgenerator gibt im Abstand von 30 s, während der Akku mit konstantem Nennladestrom geladen wird, einen Impuls von 0,1 s Dauer ab. In dieser Meßphase wird der Akku von der Entladestromquelle mit dem Nennentladestrom belastet. Gleichzeitig vergleicht der Komparator die Klemmspannung des Akkus mit der eingestellten Ladeendspannung. Wird diese erreicht, schaltet der Komparator den Impulsgenerator und die Entladekostantstromquelle ab sowie die Ladekonstantstromquelle auf $^1/_3$ des Nennladestroms um.

Zentrales Bauteil der Schaltung (*Bild 2*) ist der Vierfach-Verstärker LM 3900. Er unterscheidet sich im wesentlichen von anderen Operationsverstärkern dadurch, daß die Ausgangsspannung nicht eine Funktion der Eingangs*spannungen*, sondern der Eingangs*ströme* ist. Dadurch können Spannungen ab 0,5 V verarbeitet werden. Nähere Erläuterungen dazu finden sich in [3].

Der 100-µF-Kondensator im Impulsgenerator wird über den 10-kΩ-Widerstand und über die Diode von der Ausgangsspannung bis auf 3 V aufgeladen. Dann fällt die Ausgangsspannung auf ihren Minimalwert, und der Kondensator wird über den 470-kΩ-Widerstand und den invertierten Eingang entladen, bis die Kondensatorspannung 1,5 V beträgt. Jetzt kippt die Ausgangsspannung zurück. Die Schaltschwellen werden von den Widerständen am nichtinvertierten Eingang bestimmt. Wenn T4 vom Komparator durchgeschaltet wird, steigt die Ausgangsspannung des Impulsgenerators auf ihren Maximalwert und wird dort festgehalten. T 5 sorgt über T 3 und T 6 dafür, daß während der Ladephase Komparator und Entladekonstantstromquelle ausgeschaltet bleiben.

Die Ladekonstantstromquelle funktioniert wie folgt: T 1 wird vom Verstärker so angesteuert, daß die Spannung an R_L genauso groß ist wie die Spannung am 2,7-kΩ-Widerstand, die wiederum davon abhängt, welcher Spannungsteiler (entweder P 3 + 15 kΩ oder P 4 + 33 kΩ) nach Masse durchgeschaltet ist. Ist keiner von beiden durchgeschaltet, ist die Konstantstromquelle gesperrt. Für diesen Fall kann mit P 2 eine genaue Nulleinstellung vorgenommen werden. Die Funktion der Entladekonstantstromquelle gleicht der der Ladekonstantstromquelle. T 2 wird vom Verstärker so angesteuert, daß an R_E 0,5 V abfallen.

Der Komparator vergleicht während der Meßphase die Klemmenspannung des belasteten Akkus mit der an P 5 eingestellten Ladeendspannung, die zusätzlich stabilisiert ist. Während der Lade- u. Meßphase ist T 7 durchgeschaltet. Geht die Schaltung in die Ladeerhaltungsfunktion über, leuchtet die LED nur noch sehr schwach. Soll sie nicht mehr leuchten, muß der Widerstand am Kollektor von T 7 auf 33 kΩ erhöht werden.

Die Kondensatoren am invertierten Eingang der Ladekonstantstromquelle und des Komparators stellen sicher, daß zu Beginn und Ende der Meßphase die Ladekonstantstromquelle auf jeden Fall schon ausgeschaltet bzw. noch nicht wieder eingeschaltet ist. T 8 sorgt

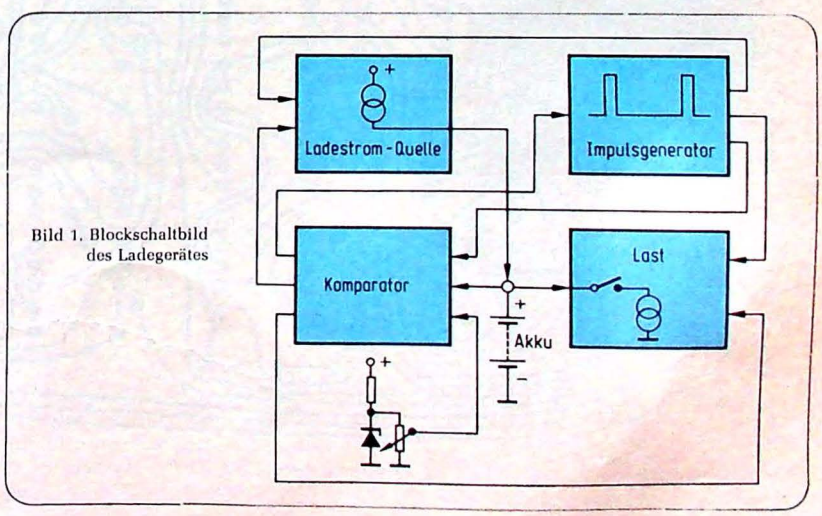


Bild 1. Blockschaltbild des Ladegerätes

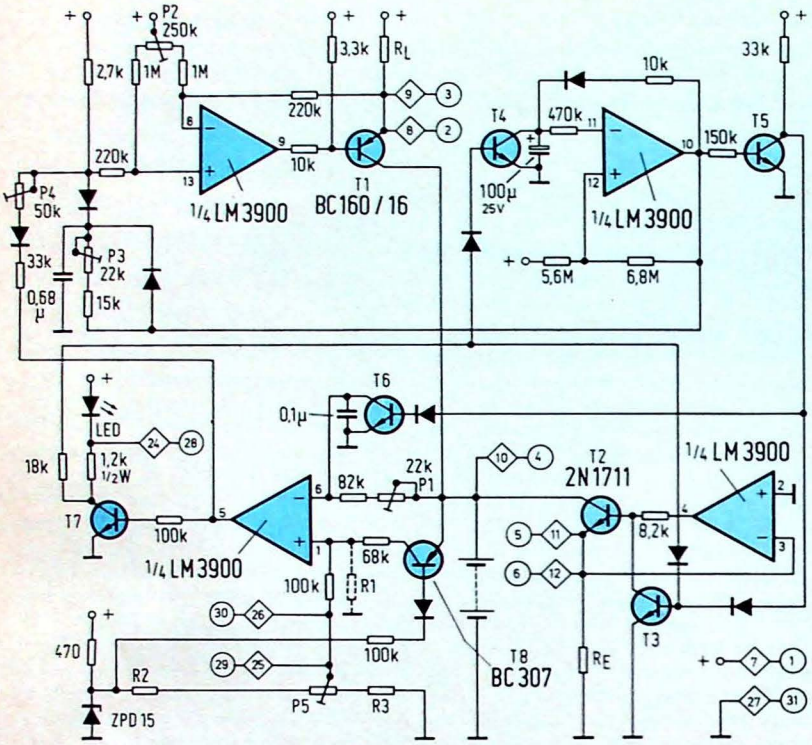


Bild 2. Schaltbild der Ladeeinrichtung für 1...10 NiCd-Zellen. Außer bei den speziell bezeichneten Bauelementen gilt: Alle Widerstände 0,25 W, alle Trimmer linear, alle Transistoren BC 107 o.ä., alle Dioden 1 N 4148

dafür, daß jeder Akku, der angeschlossen wird, auch wenn er schon geladen ist, mit Sicherheit eine Meßphase durchläuft.

Lade- und Entladeströme werden durch die Widerstände R_L und R_E festgelegt. Da die Ströme vorgegeben sind, werden die Widerstände wie folgt berechnet:

$$R_{L\,m} = \frac{1{,}75\ V}{I_L} \qquad R_E = \frac{0{,}5\ V}{I_E}$$

Aufbau und Abgleich

Bild 3 zeigt eine Platine für zwei solche Schaltungen, um gleichzeitig zwei Akkus laden zu können, und *Bild 4* den zugehörigen Bestückungsplan.

Ist die Anzahl der zu ladenden Zellen stets gleich, so wird die Ladeendspannung mit dem auf der Platine befindlichen Spannungsteiler R 2, P 5, R 3 eingestellt. Ist die Anzahl der Zellen dagegen variabel, muß die Einstellung extern vorgenommen werden. Der Gesamtwiderstand des Teilers sollte 3...5 kΩ betragen. Die Ladeendspannung bei NiCd-Akkus beträgt 1,4...1,5 V pro Zelle.

Der Abgleich erfolgt am einfachsten während des Aufbaus der Platine. Jedoch ist auch ein Abgleich der fertigen Schaltung möglich; hierzu müssen nur

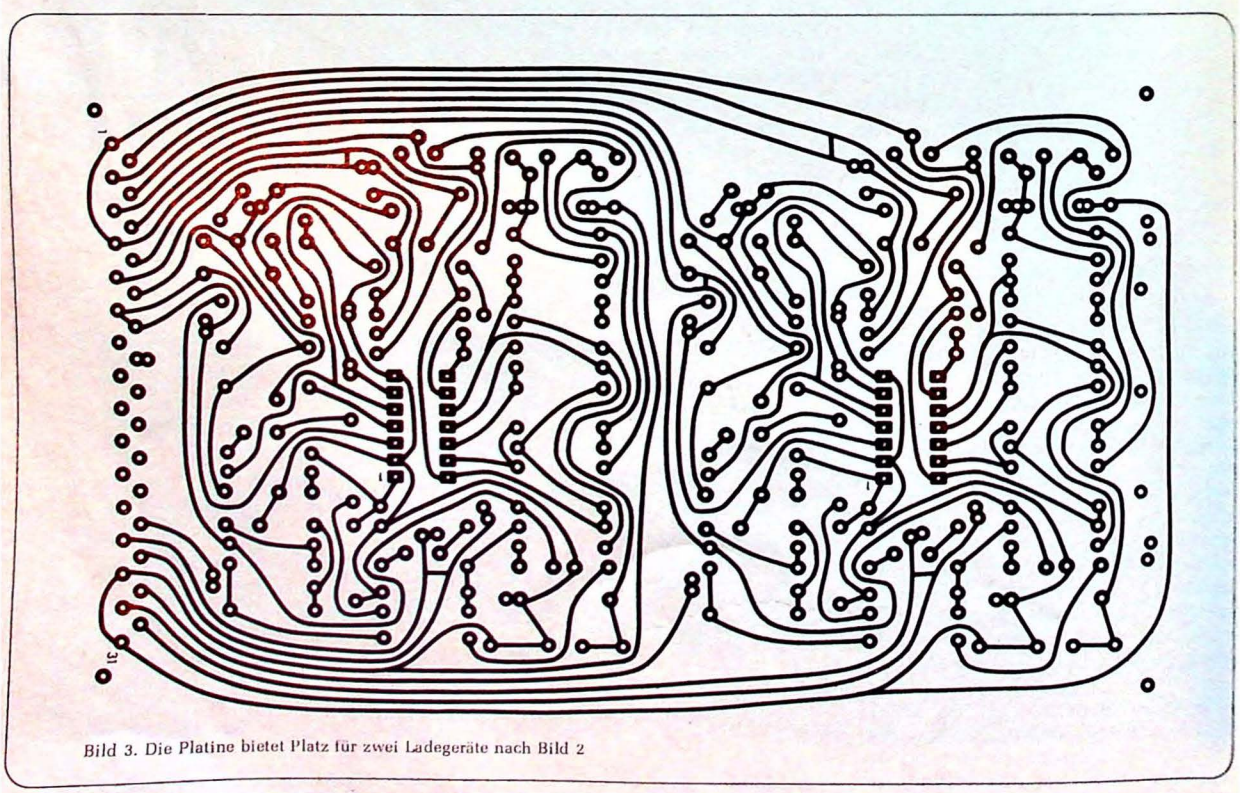


Bild 3. Die Platine bietet Platz für zwei Ladegeräte nach Bild 2

zusätzlich die Basis-Emitter-Strecken bestimmter Transistoren kurzgeschlossen werden. Diese Transistoren stehen in Klammern am Schluß der einzelnen Abgleichschritte.

Die Platine wird bis auf die Transistoren komplett bestückt. T 7 wird eingelötet und die LED angeschlossen. Vor Anlegen der Betriebsspannung werden alle Potis auf Mittelstellung gestellt. Danach wird P 5 so abgeglichen, daß an seinem Schleifer die gewünschte Ladeendspannung anliegt. Dann wird der Ladeausgang mit dem Schleifer von P 5 verbunden u. P 1 soweit verdreht, daß die LED gerade erlischt. Damit stimmen Schaltspannung des Komparators u. Ladeendspannung überein.

Jetzt wird T 1 eingelötet; er benötigt einen Kühlstern. Der 100-µF-Kondensator des Impulsgenerators wird kurzgeschlossen und ein Amperemeter zwischen Ladeausgang und Masse geschaltet. Jetzt wird P 2 so eingestellt, daß gerade kein Strom mehr angezeigt wird. Sollte das nicht möglich sein, was selten vorkommt, muß der Wert von P 2 erhöht werden.

Hebt man den Kurzschluß des Kondensators auf, kann mit P 3 der Ladestrom eingestellt werden (T 2, T 6, T 8).

Zur Einstellung des Ladeerhaltungsstroms benötigt man eine durch die Einstellung von P 5 vorgegebene Anzahl von geladenen Akkus, die man in Reihe mit einem Amperemeter zwischen Ladeausgang u. Masse legt. Zuvor ist T 4 einzulöten. Die LED muß ausgeschaltet sein. Ist das nicht der Fall, verkleinert man die Ladeendspannung mit P 5 noch etwas. Jetzt kann mit P 4 der Ladeerhaltungsstrom auf $^1/_3$ des Nennladestroms eingestellt werden. Nach dem Einlöten der restlichen Transistoren ist das Gerät betriebsbereit.

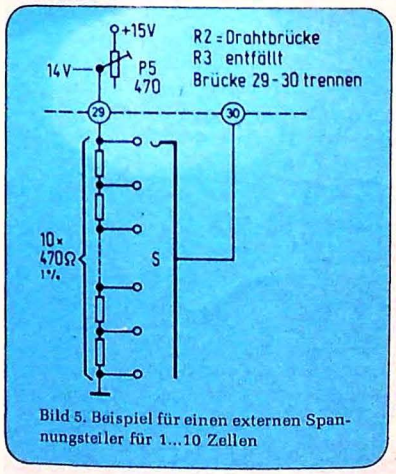


Bild 5. Beispiel für einen externen Spannungsteiler für 1...10 Zellen

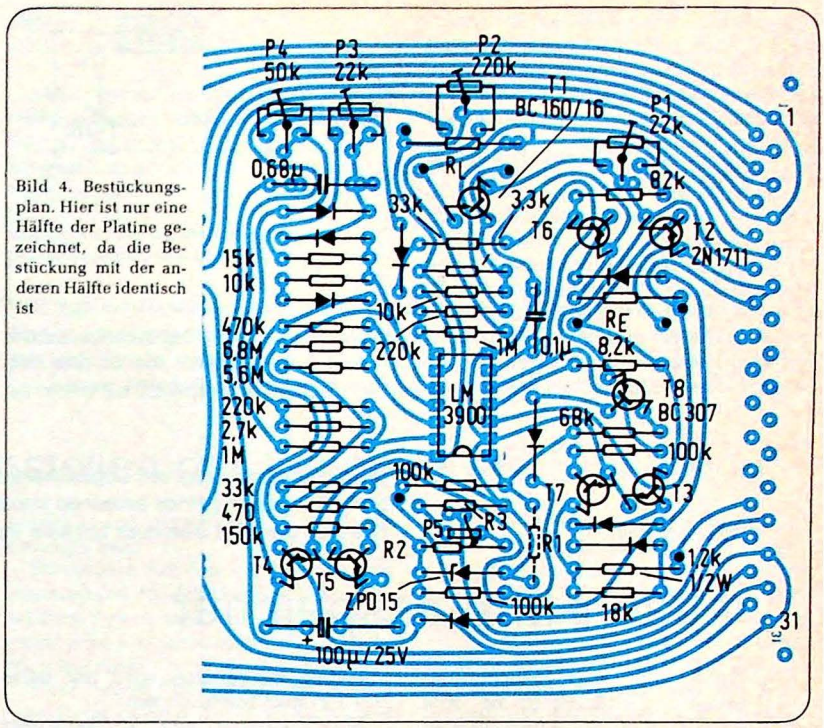


Bild 4. Bestückungsplan. Hier ist nur eine Hälfte der Platine gezeichnet, da die Bestückung mit der anderen Hälfte identisch ist

Auslegung der Platine und Variationsmöglichkeiten

Auf der Platine haben 2 Ladeschaltungen Platz. Im Schaltbild beziehen sich die Anschlußangaben im Quadrat auf die Schaltung, die dem Anschlußstecker am nächsten liegt, die Angaben im Kreis auf die andere Hälfte. Die Anschlußangaben im nachfolgenden Text beziehen sich auf erstere. Die Widerstände R_L u. R_E können zwischen den Anschlüssen 7 und 9 bzw. 27 und 12 extern beschaltet werden.

Bei Ladeströmen über 0,1 A und Entladeströmen über 0,5 A könne T 1 u. T 2 in einer Darlington-Schaltung mit extern auf Kühlkörpern montierten Leistungstransistoren verschaltet werden. Hierzu müssen die Kurzschlußverbindungen zwischen den Anschlüssen 8 und 9 bzw. 11 und 12 aufgetrennt werden. Der Platz für die dann benötigten Basis-Emitter-Schutzwiderstände ist auf der Platine vorgesehen. Ist die Anzahl der zu ladenden Zellen variabel, muß die Ladeendspannungseinstellung ganz oder teilweise durch externe Bauelemente erfolgen. Ein Beispiel zeigt *Bild 5*. Da in diesem und ähnlichen Fällen der Komparator über einen großen Spannungsbereich linear arbeiten muß, ändert sich der Abgleich mit P 1: Der externe Spannungsteiler wird auf maximale Ladeendspannung eingestellt. Danach wird 19 mit 26 verbunden. Der weitere Abgleich erfolgt wie beschrieben. Danach wird die Ladeendspannung auf den min. Wert eingestellt und an Anschluß 10 extern eine Spannung angelegt und von 0 V soweit heraufgeregelt, bis die LED ausschaltet. Jetzt mißt man die mögliche Differenz

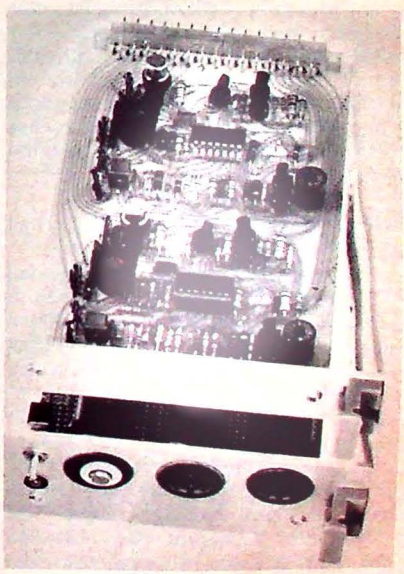


Bild 6. Aufbau des Ladegerätes für den Einbau in Vero-Kartengehäuse. Links ist ein Batteriehaltereinschub für fünf NiCd-Mignonzellen, rechts der Einschub mit zwei Ladeschaltungen zu erkennen

ΔU zwischen 10 und 26. ΔU kann zwischen 0 und ca. 70 mV liegen. Hält man es für nötig sie zu kompensieren, muß der Widerstand R 1 eingefügt werden, der sich folgendermaßen berechnet: $R\,1 = \frac{50}{\Delta U}$, wobei ΔU in mV und R 1 in MΩ angegeben wird.

Bild 6 zeigt das Ladegerät in Einschubbauweise. Auf der Lochrasterplatte des Batteriehaltereinschubes befinden sich die Widerstände R 1 und R_E sowie die Widerstandskombination R_L, P 5, R 3, die zu dem jeweiligen Batteriehalter gehören. So wird durch Einstecken dieses Einschubes das Ladegerät automatisch auf Typ und Anzahl der Akkus programmiert, die in den entsprechenden Batteriehalter passen.

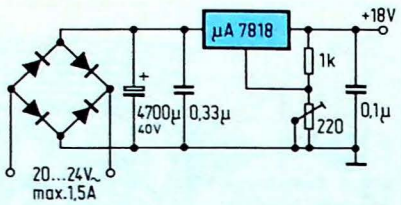


Bild 7. Geeignetes Netzteil mit einem Ausgangsstrom von max. 1,5 A; auf eine Platine wurde hier verzichtet

Für das Netzteil wurde wegen seiner Einfachheit keine Platine entworfen. Die Schaltung zeigt *Bild 7*. Die Größen von Trafo, Ladeelko und Regler hängen von der Anzahl der zu betreibenden Ladeschaltungen und den Ladeströmen ab. Jede Schaltung benötigt ca. 30 mA plus den jeweiligen Ladestrom.

Literatur

[1] Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, Valvo-Brief vom 14. Dez. 1971.
[2] Fast Charging Systems For Ni-Cd-Batteries, Motorala Application Note 447.
[3] Linear Applications Aug. 1973, National Semiconductor Application Book.

Manfred Bichler

Bei der Untersuchung von Logikschaltungen ist es oftmals erforderlich, die Abgabe bzw. den Empfang eines einzelnen Impulses zu kontrollieren. Der hier beschriebene Speicher gestattet dies auch bei sehr kurzen Impulsen.

Zweifach-Impulsspeicher

Da Nutz- oder auch Störimpulse meist nur eine Zeitdauer im ns- oder µs-Bereichen haben, kann man ihr Vorhandensein nur mit Geräten feststellen, die eine Speichermöglichkeit besitzen.

Übliche Logiktester, Oszillografen und Röhrenvoltmeter sind für eine derartige Aufgabenstellung nicht geeignet. Speicheroszillografen können im Prinzip Verwendung finden; wegen der u. U. stundenlangen Wartezeiten auf einen Impuls ist ihre Anwendung aber nicht empfehlenswert.

Die hier vorgestellte Lösung ist unter anderem auch sehr preisgünstig – der Materialaufwand liegt unter 30 DM. Eine TTL-IS 7475 dient als Speicher; sie enthält vier D-Flipflops und ermöglicht die gleichzeitige Überwachung zweier Testpunkte in der zu untersuchenden Schaltung.

Die Schaltung

Zum Speichern der Impulse dienen D-Flipflops. Es können jedoch beim IS 7475 nur zwei der vier vorhandenen benutzt werden, da jeweils zwei einen gemeinsamen Takt-Eingang haben. Der zur Informationsübernahme notwendige Taktimpuls wird aus der Information gewonnen.

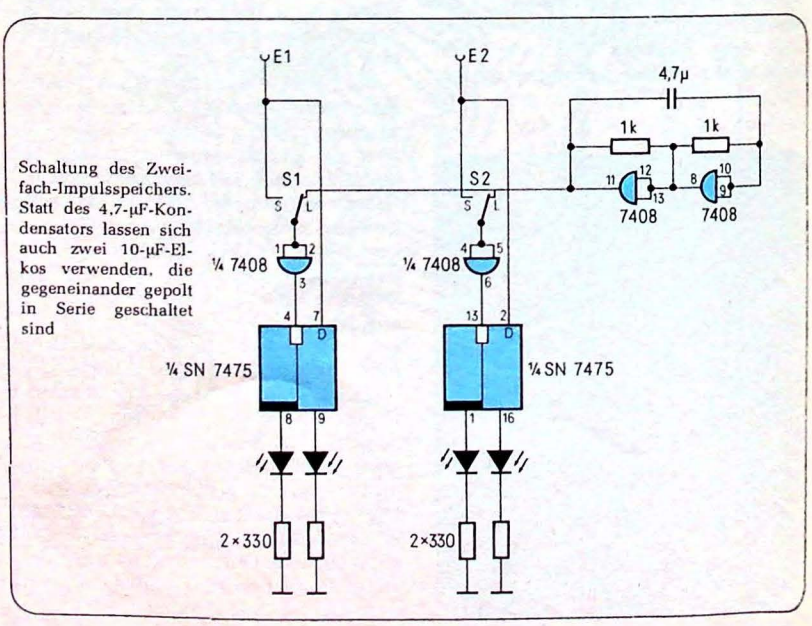
Um die erforderliche Vorbereitungszeit am D-Eingang zu erhalten (ca. 15 ns), wird das Taktsignal über ein UND-Gatter verzögert. Zum Löschen des gespeicherten Signals wird der Umschalter S1 bzw. S2 in die Stellung L (Löschen) gebracht. Der aus zwei Gattern aufgebaute Rechteckgenerator liefert nun den Takt; die am Eingang Ex stehende Information wird mit jeder 0 – 1 Flanke übernommen.

Bei Schalterstellung „L" kann der Impulsspeicher wie ein normaler Logiktester benutzt werden. Soll z. B. eine Versorgungsspannung auf evtl. Einbrüche untersucht werden, braucht man dem Eingang E1 bzw. E2 nur einen Inverter vorzuschalten.

Bei diesem Gerät wurde bewußt auf eine Analogwert-Aussage verzichtet, da die TTL-Logik ja keine „undefinierten" Ansprechbereiche hat.

Die Belastung der zu untersuchenden Logik ist natürlich auch etwas größer als mit einem herkömmlichen Logiktester. Erfahrungsgemäß wird aber der zulässige Fan-Out-Wert ohnehin nicht ausgenutzt, so daß dieses Problem vernachlässigt werden kann.

Der Test mit einem Impulsgenerator (Data-Pulse 101 von Systron-Donner) zeigte, daß der Impulsspeicher auch den kürzesten einstellbaren Impuls (ca. 25 ns) noch speicherte.



Schaltung des Zweifach-Impulsspeichers. Statt des 4,7-µF-Kondensators lassen sich auch zwei 10-µF-Elkos verwenden, die gegeneinander gepolt in Serie geschaltet sind

Aufbauhinweise

Statt der IS 7408 eignen sich natürlich auch beliebige andere nichtinvertierende Gatter. Will man die Trigger-Polarität am Eingang umkehren, kann die IS 7408 durch den Typ 7400 ersetzt werden, ohne die Schaltung ändern zu müssen. (Der Rechteck-Oszillator schwingt mit beiden Typen.)

Meist ist es auch sinnvoll, die Betriebsspannung (Pin 14 beim 7400 und Pin 12 beim 7475) über eine Verpolungsschutz-Diode in Durchlaßrichtung zuzuführen. Die Masse-Pins an den IS sind übrigens Pin 7 (7400) und Pin 5 (7575).

Will man erreichen, daß die Information in der Schalterstellung L schneller übernommen wird, braucht lediglich der 4,7-µF-Kondensator im Rechteckgenerator verkleinert werden.

Will man ein Musikinstrument stimmen und verfügt nicht gerade über ein absolutes Gehör, so stellt das nachfolgend beschriebene Gerät ein wertvolles Hilfsmittel dar. Es läßt sich auf alle temperierten Töne einstellen und zeigt mit einem Diskriminator-Instrument die Abweichung von der Sollfrequenz an.

Rudolf Polzer

Stimmgerät zum Einstellen der temperierten Stimmung

Das Stimmgerät erlaubt die Messung und Überprüfung aller Töne, die zwischen cis^1 und c^4 einen ausgeprägten Spektralanteil besitzen. Die Genauigkeit, bezogen auf 440 Hz, ist nach zwei Minuten Betrieb etwa 0,2 Hz.

Das Funktionsprinzip

Das von einem kleinen Elektret-Mikrofon gelieferte Signal wird mit einem Operationsverstärker begrenzt und einem Phasenvergleicher zugeführt. Der zweite Eingang dieses Phasenvergleichers (er wird mit einem Exklusiv-ODER-Gatter realisiert) erhält die jeweilige Vergleichsfrequenz, z. B. 880 Hz beim Kammerton a. Weicht nun die vom Mikrofon gelieferte Frequenz von 880 Hz ab, so erzeugt der Phasenvergleich eine Nachstimmspannung; diese bewegt erstens den Zeiger des Diskriminator-Instrumentes von seiner Mittellage weg und steuert zweitens den VCO (Voltage Controlled Oscillator) so nach, daß die sich so ergebende PLL (Phase Locked Loop) zumindest innerhalb eines gewissen Frequenzbereiches gerastet bleibt. Die VCO-Frequenz wird mittels eines Orgelteilers beim Kammerton a z. B. durch 284 geteilt und ergibt wiederum die Referenzfrequenz für den Phasenvergleich – eine geschlossene Regelschleife also.

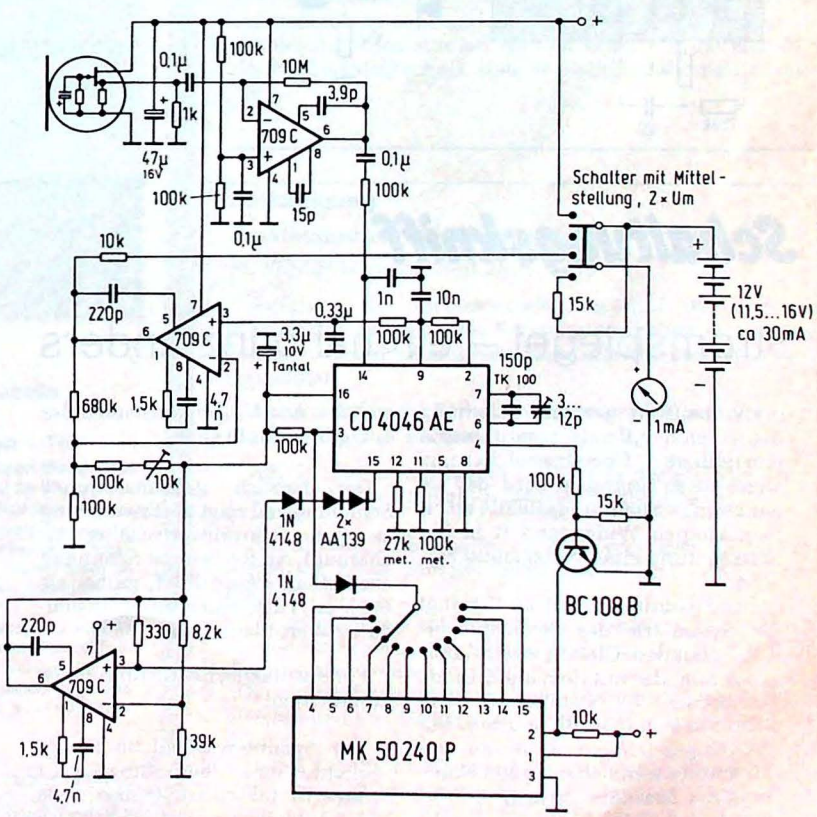
Die Schaltung

Das *Bild* zeigt die Schaltung des Stimmgeräts. VCO und Phasenvergleich sind in der IS 4046 integriert. Der frequenzbestimmende Kondensator sollte einen Temperatur-Koeffizienten von etwa + 100 · 10^{-6} besitzen (Kennfarbe rot und violett). Wegen der Toleranzen der IS ist u. U. eine Abweichung von dem in der Schaltung angegebenen Wert erforderlich. Der parallelliegende Trimmer wurde absichtlich recht klein gewählt, um eine exakte Eichung zu ermöglichen.

Die beiden für den Frequenzbereich zuständigen Widerstände sollten Metallfilm-Typen sein; der VCO-Ziehbereich wird durch sie etwa auf ± 2 Halbtöne begrenzt.

Über einen Transistor zur Pegelwandlung gelangt das VCO-Signal auf den Orgelteiler MK 50240 (Mostek; Vertrieb: Alfred Neye, Hamburg; Unitronic, Düsseldorf; Unitronic, Bad Segeberg u. a.). Mit einem Drehschalter wird der gewünschte Halbton abgegriffen und dem Phasenvergleicher zugeführt.

Ein weiterer Operationsverstärker dient als Anzeigeverstärker für das Mitteninstrument, das sich auch zur Batteriekontrolle umschalten läßt. Mit dem 10-kΩ-Trimmer läßt sich diese Schal-



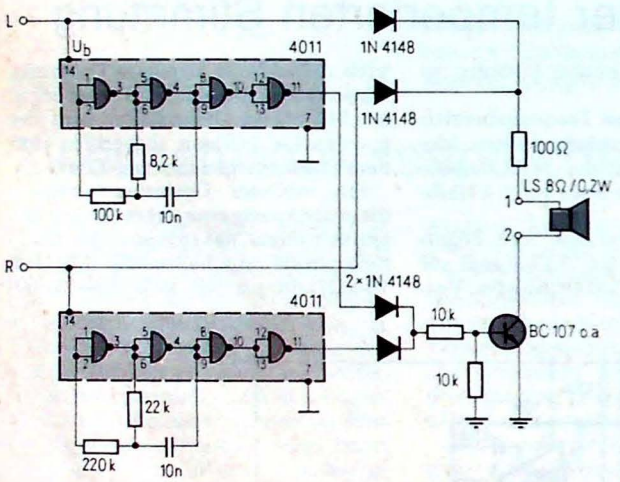
Schaltung des elektronischen Stimmgerätes. Statt der Elektret-Kapsel läßt sich auch eine handelsübliche dynamische Mikrofonkapsel verwenden. Zur Stromversorgung eignet sich z. B. 12-V-Akku

tung so einstellen, daß die Anzeige entsprechend dem VCO-Ziehbereich symmetrisch um die Mittenfrequenz erfolgt.

Die Eichung des Gerätes kann mit einer Stimmgabel oder einem Nf-Generator nebst Frequenzzähler (min. 0,1 Hz Auflösung) erfolgen. Während der Eichung sollte die Raumtemperatur möglichst konstant bleiben; erst nach einer Betriebsdauer von mindestens fünf Minuten ist eine auf 0,1 Hz genaue Eichung sinnvoll. Der vom Instrument angezeigte Frequenzbereich beträgt bei der angegebenen Dimensionierung für die Sollfrequenz 440 Hz etwa 437...443 Hz.

Akustische Blinklichtkontrolle

Wegen der Verwendung zum Teil elektronischer Blinkschaltungen sind die in neueren Automodellen eingebauten Blinker immer leiser geworden; oft vergißt man dadurch das Rückstellen des Blinkers, da vor allem im innerstädtischen Verkehr beim Fahrbahnwechsel und beim Überholen auf Straßen und Autobahnen der Lenkrad-Ausschlag zum automatischen Rückstellen kaum ausreicht. Leider führt das in einigen Situationen zu Mißverständnissen, die auch die Verkehrssicherheit gefährden können.



Schaltung zur akustischen Kontrolle des Blinkers

Die im *Bild* gezeigte Schaltung hilft diesem Übel ab, indem sie ein deutlich zu hörendes akustisches Signal produziert, während der Blinker in Betrieb ist. Sie nimmt nur den Raum einer Streichholzschachtel ein und benötigt zum Betrieb lediglich noch einen kleinen Lautsprecher, der hinter dem Armaturenbrett befestigt werden kann.

Das Gerät ist so aufgebaut, daß bei Links- und Rechtsblinken unterschiedliche Töne hörbar werden, wodurch auch die Richtung akustisch deutlich gemacht wird.

Wird ein Lautsprecher mit mehr als etwa 60 Ω Gleichspannungs-Innenwiderstand verwendet, so kann der in Serie zu ihm liegende 100-Ω-Widerstand entfallen.

Die Funktion der Schaltung ist leicht einzusehen: Mit zwei CMOS-IS 4011 werden zwei Oszillatoren aufgebaut, die die Töne für Rechts- und Linksblinken erzeugen. Die Betriebsspannungen der beiden IS werden direkt vom Blinkrelais abgenommen.

Im Prinzip wäre es übrigens auch möglich, die Schaltung mit nur einer IS 4011 aufzubauen. Die Betriebsspannung müßte dann konstant an Pin 14 anliegen, und das erste NAND-Gatter müßte dann jeweils von der R- oder L-Spannung freigegeben werden, wobei auf die Bufferstufen zwischen Oszillator und Endtransistor verzichtet würde.

Karl-Ludwig Eiffert

Schaltungskniff

Stromspiegel – einmal ganz anders

Die im *Bild* gezeigte Schaltung eignet sich z.B. als logarithmisch einstellbare Überstromsicherung, wenn sie so eingesetzt wird, daß sie auf geringe Spannungsabfälle an einem kleinen Widerstand R in der Masseleitung eines Netzgerätes reagiert.

Der Spannungsabfall an R bringt die Symmetrie des Stromspiegels T1, T2 aus dem Gleichgewicht. Dessen Strom, der mit dem als Z-Diode betriebenen T3 stabilisiert wird, kann mit P eingestellt werden. Für die eingezeichnete Richtung des Stromes I ergibt sich mit guter Näherung der Zusammenhang

$$I_c = I_p + \beta(T1) \cdot I_d \cdot \left(e^{\frac{R \cdot I}{U_d}} - 1\right),$$

wobei I_d und U_d die Konstanten der I_B/U_{BE}-Kennlinie sind.

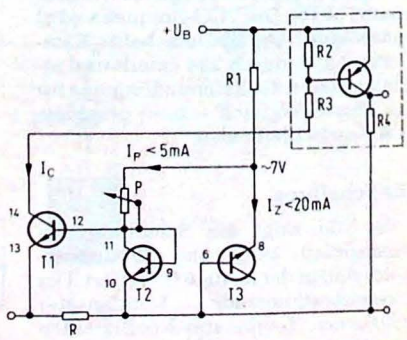
Der farblich gekennzeichnete Schaltungsteil zeigt die Erweiterung zu einem Schwellwertschalter (Sicherung): An R4 beginnt Spannung abzufallen, sobald $R3 \cdot I_c$ größer als 0,5 V ist, I also einen mit P einstellbaren Wert überschreitet.

Für die praktische Ausführung ist zu beachten:

– Der Spannungsabfall an R darf nicht zu einer Überlastung von T1 und T2 führen, sollte also unter 0,5 V bleiben.

– Die Grenzdaten der Transistoren in der IS CA 3046 sind: $U_{CEO} = 15$ V, $I_{c\,max} = 50$ mA, $P_{tot} = 300$ mW pro Transistor, zusammen aber nicht mehr als 750 mW.

Christian Tamm



Die Dimensionierung der Widerstände richtet sich nach dem gewünschten Strombereich und der Versorgungsspannung. Die Ziffern an den Transistoranschlüssen nennen die Pinbelegung der IS CA 3046

Die hier vorgeschlagene Schaltung erfüllt einen oft recht nützlichen Zweck, nämlich ein angeschlossenes Gerät 12 Stunden ein- und 12 Stunden auszuschalten, wie das z. B. zum Betrieb einer Aquarien-Beleuchtung erforderlich ist. Es kommt ohne Netztrafo aus und läßt sich daher recht klein aufbauen – aber Vorsicht beim Aufbau: 220 V können recht unangenehm sein!

Elektronische Miniatur-Schaltuhr

Beim Aufbau eines Zeitschalters mit elektronischen Mitteln ergibt sich die Schwierigkeit, daß es möglich sein muß, außer Glühlampen auch Leuchtstofflampen zu schalten. Leider haben diese Lampen beim Einschalten einen sehr hohen Innenwiderstand, da zunächst nur der Glimmzünder in Betrieb ist. Damit kann aber niemals der für einen Triac oder Thyristor notwendige Haltestrom fließen, weshalb die Zündung durch einen Impuls zu Beginn jeder Halbwelle nicht möglich ist und man eine kontinuierliche Zündung vornehmen muß.

Es stellte sich nun heraus, daß die kontinuierliche Zündung von Triacs relativ große Stromversorgungsteile benötigt, da diese Bauelemente fast alle Zündströme von 50 mA oder mehr erfordern, so daß bei der Versorgung aus dem Netz zumindest die Wärme eines größeren Leistungswiderstandes abgeführt werden muß. Auch ein entsprechender kapazitiver Vorwiderstand oder ein Transformator haben ihr Volumen.

Nachdem Vorversuche mit einer höherfrequenten Folge von Zündimpulsen als Ersatz einer kontinuierlichen Zündung keine ausreichende Stabilität ergaben, wurde in der Schaltuhr ein Thyristor eingesetzt. Thyristoren haben fast immer geringere Zündströme, der verwendete Typ sogar weniger als 200 µA. Ein gewisser Nachteil ist dabei der für Vollwellenbetrieb notwendige, leistungsfähige Brückengleichrichter.

Der Steuerteil der Uhr besteht aus einigen CMOS-Zählern, so daß die gesamte Schaltung bei 12 V nur einen Strom von 500 µA aufnimmt. Der Thyristor läßt sich bei Luftkühlung mit 1 A belasten, bei Verwendung einer Kühlfläche sogar mit dem doppelten Wert, was für die meisten Beleuchtungsprobleme ausreicht. Für noch höhere Leistungen ist die Schaltung in *Bild 1* erforderlich.

Die Uhr ist bereits an einer 8-W-Leuchtstofflampe funktionsfähig.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt den Aufbau der Schaltuhr. Mit Hilfe des Vorwiderstandes R 1 und einer Zenerdiode wird zunächst aus der Netzspannung eine 50-Hz-Rechteckspannung gewonnen. Ihre Einweggleichrichtung ergibt eine stabilisierte Versorgungsspannung von etwa 12 V. Weiterhin wird die Rechteckspannung durch ein RC-Glied von hochfrequenten Störungen befreit und triggert dann einen Zähler.

Der Zähler besteht aus zwei 12stufigen Binärzählern (Z 1, Z 2) vom Typ MC 14040 (Motorola), die für langsam veränderliche Eingangssignale geeignet sind. Durch die Beschaltung mit einem UND-Gatter, gebildet aus 8 Dioden und einem Widerstand, und durch die Rückführung des resultierenden Signals auf die Lösch-Eingänge (Pin 11) hat der Zähler ein Untersetzungsverhältnis von 1,08 x 10^6. Der hohe Pegel, der sich am Ausgang des Gatters bei Erreichen des gewünschten Zählerstandes einstellt, wird im Kondensator C 2 gespeichert und dann vor der Weiterleitung mit einem Tiefpaß verzögert. Der Widerstand R 2 verhindert die Belastung des Gatters, ein Widerstand parallel zu C 2 sorgt für allmählichen Ladungsausgleich. Es ergibt sich so alle 6 Stunden am Ausgang des UND-Gatters ein Impuls von etwa 1 ms Dauer.

Dieser Impuls triggert einen 2stufigen Binärzähler (Z 3), der aus einem entsprechend beschalteten zweifachen JK-Flipflop besteht. An dem Ausgang der zweiten Stufe von Z 3 (Pin 15) kann daher ein Signal abgenommen werden, das alle 12 Stunden seinen logischen Zustand ändert.

Im Prinzip läßt sich der Thyristor mit diesem Signal über einen Vorwiderstand direkt zünden, zum sicheren Sperren ist es jedoch empfehlenswert, den Zündanschluß möglichst niederohmig mit Masse zu verbinden. Dies erfolgt durch einen Transistor. Da der Transistor eine Invertierung verursacht, ist seine Basis mit dem invertierten Ausgang verbunden (Pin 14). Die höchste Teilerstufe von Z 1 wird nur im Nulldurchgang der Netzspannung getriggert, so daß auch der Thyristor nur im Nulldurchgang eingeschaltet werden kann. Elektrische Vorkehrungen zur Entstörung sind daher nicht notwendig.

Verknüpft man den Ausgang der ersten und der zweiten Stufe von Z 3 durch eine UND-Funktion, so erhält man ein Signal, das nur während 6 von 24 Stunden den Zustand 1 hat. Ein nur

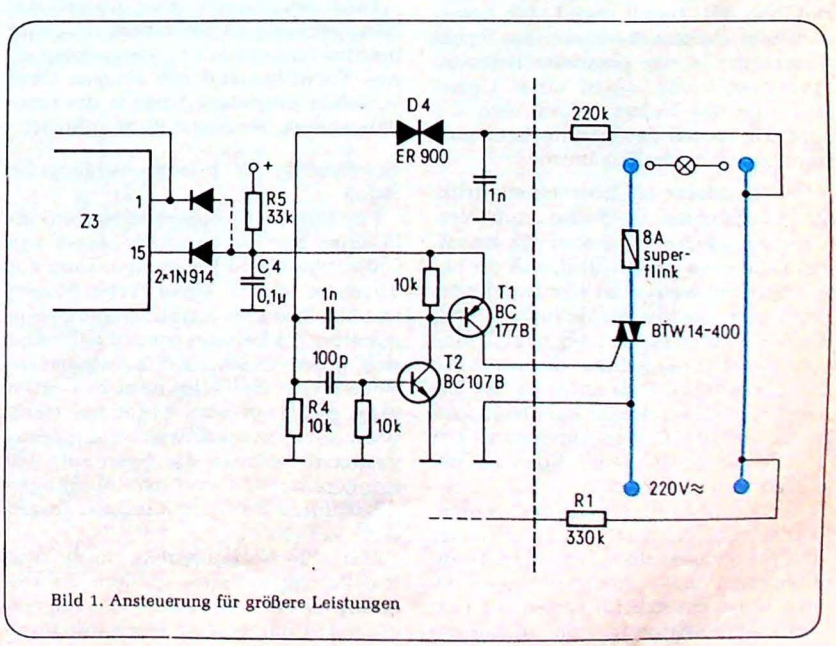


Bild 1. Ansteuerung für größere Leistungen

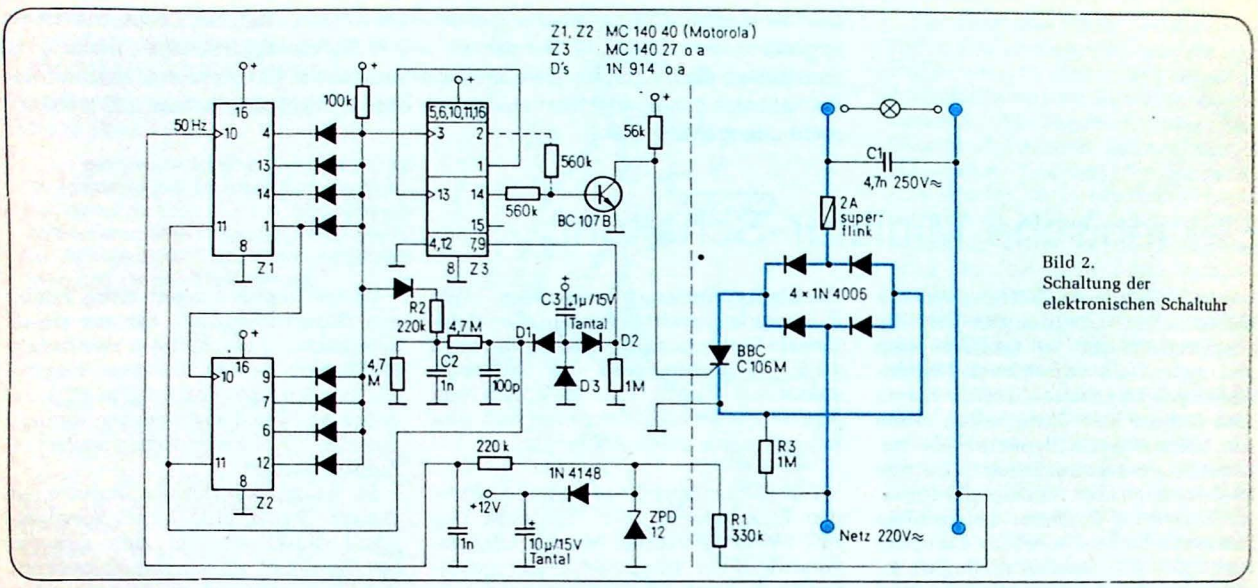


Bild 2. Schaltung der elektronischen Schaltuhr

sechsstündiges Brennen der Lampe ist für eine Zusatzbeleuchtung an Abenden sinnvoll. Die entsprechende Ergänzung ist gestrichelt eingezeichnet (Z 3, Anschluß 2). Zur Erklärung sei bemerkt, daß durch die Invertierung an den Ausgängen des Zählers und am Transistor die UND-Funktion durch ein ODER-Gatter ersetzt werden muß.

Beim Anlegen der Netzspannung werden über den Kondensator C 3 und die Dioden D 1 und D 2 der Rücksetzeingang der Zähler Z 1 und Z 2 und der Setzeingang des Zählers Z 3 an den Anschlüssen 7 und 9 eine gewisse Zeit auf H-Pegel gehalten. Z 1 und Z 2 beginnen daher mit Null und Z 3 beginnt mit dem Hellintervall. Damit ergibt sich neben dem zeitrichtigen Start auch eine Funktionskontrolle der gesamten Beleuchtungsvorrichtung. Nach einer Unterbrechung des Netzes entlädt sich C 3 über D 3, so daß der Startmechanismus sofort wieder arbeiten kann.

Der Thyristor ist über einen Brükkengleichrichter in Reihe zum Verbraucher geschaltet, wobei die einzelnen Dioden so gepolt sind, daß die negativen Halbwellen an der Anode des Thyristors positiv erscheinen. Durch den Vorwiderstand R 1 ergibt sich eine Unsymmetrie der Brücke, die durch R 3 kompensiert wird, da sonst an der Zenerdiode keine saubere Rechteckspannung abfällt. Der Kondensator C 1 überbrückt Störungen, die von der Lampe kommen können.

Es muß unbedingt beachtet werden, daß manche Leuchtstofflampen relativ große Kondensatoren zur Blindstromkompensation der Vorschaltdrossel haben. Diese zusätzliche kapazitive Last kann zum Ansprechen der Sicherung führen, wenn nicht unter allen Umständen im Nulldurchgang geschaltet wird. Um den Startmechanismus des Zählers nicht zusätzlich netzsynchron machen zu müssen, sollte man in diesem Falle die Lampe während des Dunkelintervalls anschließen.

Der Zähler Z 3 kann beim Starten auch so gesetzt werden, daß er mit dem Dunkelintervall beginnt. Dazu sind die Anschlüsse 7 und 9 mit den Anschlüssen 4 und 12 zu vertauschen. Außerdem ist der Triggereingang der zweiten Stufe (Pin 13) nicht mit Pin 1, sondern Pin 2 zu verbinden. Vor dem Anschließen des Verbrauchers ist die Verbindung zum Netz herzustellen.

Falls ein gelegentlicher Ausfall der Netzspannung zu befürchten ist, sollte man bei Lampen mit Kondensatoren einen Vorwiderstand von einigen Ohm vorsehen, eingebaut direkt in das Lampengehäuse, wo meist Platz dafür ist.

Erweiterung für höhere Ausgangsleistung

Für höhere Ausgangsleistungen, allerdings nur für ohmsche Lasten wie Glühlampen und Heizungen, kann der Thyristor durch einen Triac ersetzt werden. Bild 1 zeigt eine Schaltung, die mit etwa 7 A belastet werden kann und sich direkt durch MOS-Bausteine ansteuern läßt. Der Triac wird zu Beginn jeder positiven oder negativen Halbwelle mit einem positiven Stromimpuls gezündet, solange die Spannung am Kondensator C 4 von den Ausgängen des Zählers Z 3 nicht kurzgeschlossen wird.

Hat die Netzspannung nach dem Nulldurchgang eine größere Abweichung als 30 V, so schaltet die Triggerdiode D 4 und erzeugt einen Impuls an dem Widerstand R 4. Negative Impulse werden direkt kapazitiv an den Treibertransistor T 1 gekoppelt, positive Impulse zunächst durch den Transistor T 2 invertiert, so daß in beiden Fällen T 1 kurzzeitig durchgesteuert wird.

Ist die UND-Verknüpfung am Ausgang des Zählers überflüssig, so können die Dioden entfallen. R 5 wird dann nicht mit der Versorgungsspannung, sondern mit dem Ausgang (Pin 15) verbunden.

Hinweise zum Aufbau

Unterbringungsmöglichkeiten für die Schaltuhr sind neben getrennten Gehäusen auch größere Steckergehäuse, Tischsteckdosen, Lampengehäuse von Leuchtstofflampen usw.

Der Schaltungsteil links von der Trennlinie in Bild 1 bzw. Bild 2 wird zur Abschirmung von Störungen möglichst kompakt in ein kleines Blechgehäuse eingebaut, das eine elektrische Verbindung zur *Schaltungsmasse* hat. Dieses Gehäuse wird zusammen mit dem Leistungsteil unter Verwendung von Kunststoffschrauben in ein entsprechendes Plastikgehäuse eingesetzt. Bei der Verwendung eines Kühlkörpers ist auf dessen Isolation vom Abschirmgehäuse zu achten.

Der Zähler des Mustergerätes wurde auf einer Veroboardplatte mit den Abmessungen 3,3 cm x 6,7 cm untergebracht und dann in ein etwas verkleinertes Gehäuse Teko A1 eingesetzt, welches wiederum zusammen mit dem Leistungsteil in einem Plastikgehäuse Teko P1 Platz fand (Außenmaße 5,5 cm x 8,5 cm x 4 cm). Der Anschluß von Lampe und Netz erfolgte durch seitlich angeschraubte Lüsterklemmen.

Klaus Dieter Weber

In letzter Zeit sind Taschenrechner sehr preiswert geworden; zum Teil kosten sie weniger als 15 DM. Daher ist es naheliegend, solch einen Taschenrechner anstelle mehrerer herkömmlicher Digital-Bausteine zu benutzen; hier dient er als Kurzzeitwecker.

Taschenrechner als Kurzzeitwecker

In dem Taschenrechner Privileg 85 (Quelle) ist die Rechner-IS C-683 der Firma General-Instruments eingebaut. Mit einer Tastenmatrix können die Funktionen Multiplikation, Division, Addition, Subtraktion und Prozentrechnen durchgeführt werden. Das im Taschenrechner verwendete 8-Anzeigen-LED-Display NSA 1188 wird von der IS über die Segmentleitungen DP, a...f und die Multiplexleitungen D1...D8 angesteuert. Die Multiplexleitungen sind über den Anzeigentreiber DS 8865 an das Anzeigen-Display angeschlossen. Der Taschenrechner arbeitet mit Fließkomma und zeigt keine überflüssigen Nullen an.

Realisation eines Zählers

Bei Verwendung des Taschenrechners als Zähler, denn als solchen muß man eine Uhr oder einen Kurzzeitwekker betrachten, nutzt man die Möglichkeit der Konstanten- bzw. Wiederholungsrechnung aus. Die Rechner-IS C-683 arbeitet nach der algebraischen Eingabemethode; das bedeutet, daß der Rechenvorgang in der gewohnten Reihenfolge eingegeben werden muß. Für Wiederholungsrechnungen mit Addition (Vorwärtszählen) oder Subtraktion (Rückwärtszählen) gilt, daß die Ergebnistaste (=) so oft betätigt werden muß, wie die Rechnung wiederholt werden soll.

Soll der Taschenrechner als Vorwärtszähler arbeiten, so gibt man z. B. die Ziffer 1 ein und drückt die Additionstaste. Bei jeder Betätigung der Ergebnistaste wird dann der angezeigte Zahlenwert um den Wert 1 vergrößert.

Bei der Rückwärtszählung wird dieser Vorgang umgekehrt. Es wird zunächst ein Zahlenwert eingegeben und durch Drücken der Subtraktionstaste im Taschenrechner gespeichert, dann wird z. B. die Ziffer 2 eingetastet. Der zuvor gespeicherte Zahlenwert wird jetzt bei jeder Betätigung der Ergebnistaste um den Wert 2 vermindert.

Wie oft diese Rechenoperationen in der Sekunde durchgeführt werden können, hängt von der internen Zykluszeit der Rechner-IS ab. Wird der mechanische Kontakt der Ergebnistaste durch einen elektrischen Schalter (Transistor oder Analogschalter) überbrückt, so führt jede Ansteuerung dieses elektrischen Schalters zu einer Funktion der Taste.

Die Kurzzeitwecker-Schaltung

Für die Funktion eines Kurzzeitwekkers ist der Taschenrechner mit einigen IS der CMOS-Serie zu erweitern und arbeitet dann neben seiner eigentlichen Funktion nach folgendem Prinzip:

- Eingeben der gewünschten Zeitvorgabe in Minuten;
- Eingabe des Operationszeichens Subtrahieren;
- Eingabe der Ziffer Eins;
- Starten der Zusatzelektronik;
- Zurückzählen des Zählers um minus 1 nach jeder Minute durch die Zusatzelektronik;
- Ertönen eines Summers, wenn der Anzeigewert Null ist.

Die Zusatzelektronik besteht im wesentlichen aus einem Taktgenerator und einem Decoder, der nach der Logiktabelle *Bild 1* arbeitet. Der Taktgenerator mit nachgeschaltetem Teiler erzeugt den Ein-Minuten-Takt, mit dem der Taschenrechner gesteuert wird. Der Decoder läßt beim Anzeigewert Null einen Summer ertönen. *Bild 2* zeigt die komplette Schaltung.

Der Taktgenerator

Der Taktgenerator ist mit der Integrierten Schaltung CD 4060 AE von RCA aufgebaut. Diese IS beinhaltet neben einem 14stufigen Frequenzteiler zwei Inverter, die durch äußere Beschaltung als Oszillator arbeiten können.

Am Teilerausgang (Q14), Stift 3, muß ein Takt von 1-Minuten-Impulsen anliegen, d. h., der Ausgang muß 30 Sekunden H und 30 Sekunden L sein. Um diese Impulslängen zu erhalten, muß

Anzeige	a	b	c	d	e	f	g	$\overline{bvg}$	$\overline{fvg}$
1	L	H	H	L	L	L	L	L	L
2	H	H	L	L	L	L	L	L	L
3	H	H	H	H	L	L	H	L	L
4	L	H	H	L	L	H	H	L	L
5	H	L	H	H	L	H	H	L	L
6	H	L	H	H	H	H	H	L	L
7	H	H	H	L	L	L	L	L	L
8	H	H	H	H	H	H	H	L	L
9	H	H	H	H	L	H	H	L	L
0	H	H	H	H	H	H	L	L	H
E	H	L	L	H	H	H	H	L	L
-	L	L	L	L	L	L	H	L	L
Leer	L	L	L	L	L	L	L	H	L

Bild 1. Logiktabelle zur Decodierung der Null in der letzten Anzeigestelle

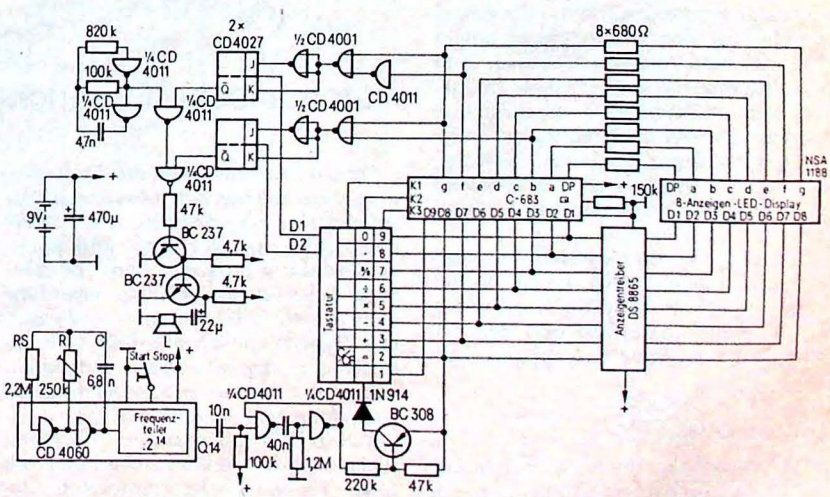


Bild 2. Schaltung zur Realisation eines Kurzzeitweckers mit einem preiswerten Taschenrechner

der Oszillator mit einer Frequenz von etwa:

$$f = \frac{2^{14}}{30} = \frac{16384}{30} = 546{,}1 \text{ Hz}$$

schwingen. Die Periodendauer einer Schwingung ist dann:

$$T = \frac{1}{f} = \frac{1}{546{,}1} = 0{,}00183 \text{ s}.$$

Die Resonanzfrequenz des Oszillators errechnet sich aus:

$$f = \frac{1}{1{,}4\ RC}$$

Nach dieser Formel ist die Periodendauer:

$T = 1{,}4\ R\ C.$

Für den Wert von R und C ergibt sich dann:

$$RC = \frac{T}{1{,}4} = \frac{0{,}00183 \text{ s}}{1{,}4} = 0{,}0013 \text{ s}$$

Dieser Wert ergibt sich auch bei Verwendung der RC-Kombination

$R = 192{,}4\ k\Omega$
$C = 6{,}8\ nF.$

Beim Aufbau der Schaltung ist noch zu beachten, daß der Wert des Widerstandes RS etwa zwei- bis zehnmal größer sein soll als der Wert des Widerstandes R.

Zum Abgleich des Taktgenerators wurde der Widerstand R in einen Festwiderstand von 150 kΩ und zwei Potentiometer von 100 kΩ und 10 kΩ aufgeteilt. Je nach Einstellung der Potentiometer ergibt sich (rechnerisch) ein Abstimmbereich des Oszillators von etwa 525 Hz bis etwa 700 Hz.

Damit die Rechner-IS nicht mit Impulsen von 30 s Dauer angesteuert wird, wurde der Ausgang des Taktgenerators mit einem monostabilen Multivibrator verbunden. Da die Eingangsimpulse für den Multivibrator länger sind als seine Ausgangsimpulse, muß ein Differenzierglied zwischen Taktgeber und Multivibrator eingeschaltet werden. Die Zeitkonstante des Differenziergliedes muß so gewählt werden, daß sie kleiner ist als die Ausgangsimpulsdauer des monostabilen Multivibrators.

Der Ausgang des monostabilen Multivibrators steuert über einen Widerstand den PNP-Schalttransistor, der die Ergebnistaste überbrückt und den Taschenrechner jede Minute weiterschaltet.

Der Decoder

Der Decoder hat die Aufgabe, den Zustand Null des Zählers zu erkennen, um dann ein akustisches Signal ertönen zu lassen. Den Null-Zustand erkennt der Decoder daran, daß die erste Anzeigestelle (von rechts) des Taschenrechners eine Null und die zweite Anzeigestelle (ebenfalls von rechts) keine Ziffer oder kein Zeichen anzeigt. Aus der Logiktabelle läßt sich die Funktion des Decoders leicht ableiten.

Der Decoder wird an die Segmentausgänge b, f und g der Rechner-IS angeschlossen. Da das Anzeigen-Display mit einem Multiplexsignal angesteuert wird, muß der Decoder so ausgelegt werden, daß das Ergebnis der Decodierung nach jeder Ansteuerung der Einzelanzeige gespeichert wird. Dieses erfolgt mit zwei JK-Flipflops, die durch das Multiplexsignal getaktet werden.

Durch ein NOR-Gatter wird die Ziffer Null jeder Anzeigestelle decodiert. Dazu wird das Segment f über eine Inverterstufe und das Segment g direkt mit dem NOR-Gatter verbunden. Immer, wenn jetzt eine Anzeigestelle die Ziffer Null anzeigt, liegen beide Eingänge des NOR-Gatters auf L-Potential und der Ausgang auf H-Potential. In allen anderen Fällen hat der Ausgang L-Potential.

Ein weiteres NOR-Gatter decodiert den Zustand „keine Anzeige". Die Eingänge dieses Gatters sind mit den Segmentleitungen b und g beschaltet. Diese beiden Leitungen führen immer dann L-Potential, wenn von einer Anzeigestelle keine Ziffer oder kein Zeichen angezeigt wird. Der Ausgang des NOR-Gatters nimmt also nur in diesen Fällen den H-Zustand an.

Um die Decoderausgänge den Anzeigestellen zuzuordnen, werden zwei JK-FF als Speicher benutzt. Sie werden mit dem Multiplexsignal der entsprechenden Anzeigestelle getaktet. Zur Ansteuerung dieser Speicher FF muß das decodierte Signal auch in invertierter Form vorhanden sein. Daher ist zwischen den NOR-Gattern und den Speichern jeweils eine Inverterstufe eingeschaltet.

Zeigt sich jetzt während des Taktes, daß der Eingang J des Flipflop (FF) auf L-Potential und der Eingang K des FF auf H-Potential liegt, so nimmt der Ausgang Q des FF nach dem Takt den L-Zustand an. Liegt an den Eingängen jedoch das entgegengesetzte Potential, so schaltet der Ausgang Q nach dem Takt auf H-Potential.

Für den hier verwendeten Decoder gilt, daß die Ausgänge $\overline{Q}$ beider FF den H-Zustand annehmen, wenn vom Taschenrechner der Zustand Null angezeigt wird.

Die Ausgänge der FF steuern über NAND-Gatter die Tonverstärkerstufe. Ein Rechteckgenerator, aufgebaut aus zwei NAND-Gattern (ähnlich wie der Taktgenerator) schwingt dauernd. Die Ausgangsfrequenz liegt etwa bei 1000 Hz. Durch die NAND-Gatter gelangt die Tonfrequenz immer nur dann zur Tonverstärkerstufe, wenn vom Taschenrechner Null angezeigt wird; d. h. wenn die Ausgänge der FF auf H-Potential liegen. Der Tonverstärker steuert einen Kleinhörer oder einen Kleinstlautsprecher.

Literatur

[1] *Waldmann, D.*: Digitale Stoppuhr aus Billigst-Taschenrechner. FUNKSCHAU 1976, H. 5, S. 195...196.

[2] *Schweitzer, H.*: Taschenrechner als preiswerter programmierbarer Zähler. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 276...278.

[3] *Grüter, H.*: Taschenrechner als digital anzeigendes Strahlungsmeßgerät. ELEKTRONIK 1976, H. 12, S. 65...66.

Automatische Drehrichtungserkennung

Oftmals möchte man die Drehrichtung eines mechanisch rotierenden Teiles elektronisch erkennen, z. B. um einen Zähler von Vorwärts- und Rückwärtszählung umzuschalten. Die meisten Schaltungsvorschläge erfordern dazu einen beträchtlichen Aufwand. Die Bauelementeanzahl läßt sich jedoch auf ein Minimum verringern, wenn man bereits die fotoelektrische Abtastung zweckmäßig auslegt.

Die in *Bild 1* dargestellte Schaltung wurde für das elektronische Zählwerk eines Tonbandgerätes entwickelt. Dabei werden die Zählimpulse mit zwei

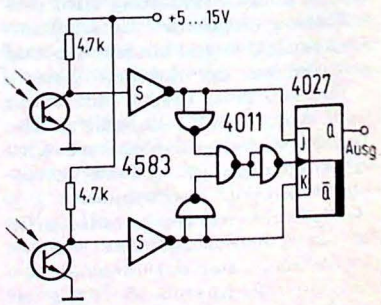


Bild 1. Schaltung zur Erkennung der Drehrichtung einer rotierenden Scheibe

Der hier beschriebene Flüssigkeitsstandmelder entstand aus einer recht ungewöhnlichen Situation, nämlich wegen einer Operation, der sich der Verfasser unterziehen mußte. Aus der sich ergebenden recht speziellen Anwendung ergab sich auch die Art der Schaltungsauslegung; trotzdem ist das Gerät recht universell zu verwenden und keineswegs auf den beschriebenen Zweck festgelegt.

Wilhelm Friedrich

Elektronischer Flüssigkeitsstandmelder

Während eines Aufenthalts des Verfassers in einem Krankenhaus, anläßlich einer Prostataoperation ergab sich folgende Situation: Nach der Operation erfolgten laufend Blasenspülungen. Von einem hoch hängenden Kanister floß die Spülflüssigkeit durch eine Tropfvorrichtung und einen Kanal des mehrkanaligen Katheters in der Harnröhre in die Blase. Durch einen zweiten Kanal floß sie wieder ab und wurde durch einen Schlauch in eine unter dem Bett stehende größere Sammelflasche geleitet. Wenn diese Flasche nicht rechtzeitig vom Pflegepersonal geleert wurde, lief sie über und die mit Blut und Urin vermischte Spülflüssigkeit ergoß sich über den Fußboden. Um hier Abhilfe zu schaffen, entstand der Gedanke, nach der Entlassung aus dem Krankenhaus einen elektronischen Flüssigkeitsstandmelder zu konstruieren. Dabei ergab sich folgende Aufgabenstellung:

- Das Gerät muß anstelle der Ruftaste an die vorhandene Steckdose der Krankenhausrufanlage angeschlossen werden können.
- Der Patient muß auch weiterhin eine Ruftaste betätigen können.
- Ein in die Sammelflasche eingehängtes Elektrodenpaar soll durch die steigende Flüssigkeit kurzgeschlossen werden und dadurch einen Ruf auslösen.
- Da es einige Zeit dauern kann, bis jemand vom Pflegepersonal zur Leerung der Flasche erscheint, darf der Ruf nur kurzzeitig ertönen, wie wenn vom Patienten die Ruftaste gedrückt wird. Das Lichtsignal am Meldetableau bleibt ohnehin anstehen, bis es vom Personal rückgestellt wird.
- Da die Krankenhaus-Rufanlage mit 24 V Gleichspannung betrieben wird, muß das Gerät unabhängig von der Polung der vorhandenen Steckdose daran angeschlossen werden können.
- Die elektronischen Bauteile müssen auf kleinstem Raum im Gehäuse des Elektrodenteils untergebracht werden können.
- Das Gerät muß den VDE-Sicherheitsvorschriften für medizinische Geräte genügen.

Die Schaltung

Das Gerät wird mit dem gleichen Stecker wie die entfernte Ruftaste an die vorhandene Rufanlage angeschlossen. Eine 2adrige Geräteschnur verbindet den Stecker über einen Zwischentaster mit dem Elektrodenteil (*Bild 1*). Mit dem Zwischentaster kann der Patient nach wie vor ein Rufsignal abgeben. Im Gehäuse des Elektrodenteils sind die elektronischen Bauteile untergebracht; *Bild 2* zeigt die Schaltung.

Da in den vorhandenen Wandsteckdosen der Krankenhausrufanlage nicht immer die gleiche Polarität gewährleistet ist, wurde eingangsseitig ein Brückengleichrichter vorgesehen. Zwischen den beiden Polen liegt der Transistor T 1, der im kurzzeitig durchgeschalteten Zustand den Rufstromkreis schließt und damit das im vorhandenen Meldetableau eingebaute Relais betätigt. Die Basis des Transistors T 1 erhält über den Transistor T 2 nur dann die erforderliche Steuerspannung, wenn dieser durchgeschaltet ist. Der Transistor T 2 wird kurzzeitig durchgeschaltet, wenn die Elektroden durch die in der Sammelflasche ansteigende Flüssigkeit überbrückt werden und der Kondensator C aufgeladen wird. Während der Aufladung des Kondensators C erhält das Gate des Transistors T 2 negatives Potential, was die Durchschaltung von T 2 (und damit auch von T 1) bewirkt.

Ist der Kondensator nach etwa fünf Sekunden aufgeladen, sperren T 2 und damit auch T 1 wieder. Dadurch geht nur ein kurzes Rufsignal ab. Wird die Überbrückung der Elektroden durch Herausnahme aus der Sammelflasche aufgehoben, kann sich der Kondensator C über den ca. 27 MΩ großen Widerstand innerhalb von 10...15 s entladen. Das Gerät ist dann wieder betriebsbereit und kann nach Entleerung der Flasche wieder in diese eingehängt werden. Es empfiehlt sich, die Elektroden vorher mit Zellstoff trocken zu wischen, da bei der großen Empfindlichkeit der Schaltung u. U. durch Feuchtigkeit an den Elektroden ein Feinschluß stattfinden kann.

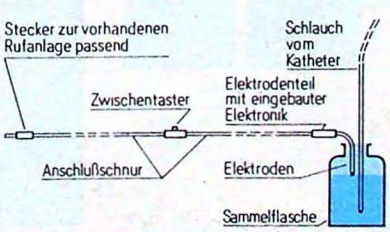


Bild 1. Praktische Konfiguration des Flüssigkeitsstandmelders

VDE-Bestimmungen

Die Verwendung eines MOSFET als T 2 wurde notwendig, um den strengen VDE-Sicherheitsvorschriften zu genügen. Die hochohmige Ankopplung der Elektroden über die Widerstände R 1, R 2 und R 3 bewirkt, daß (im Störungsfalle) über die Elektroden nur ein Leckstrom von weniger als 10 µA fließen kann. Die schärfsten Bestimmungen des VDE gelten für elektromedizinische Geräte in der Herzchirurgie und Hirnchirurgie. Hier heißt es in VDE 0750, Teil 2 - N, Seite 67:

„Die Arbeitsströme elektrischer Geräte, gegebenenfalls auch die Meßkreisströme dieser Geräte, können über intrakardiale Elektroden oder über am freigelegten oder geöffneten Herzen angelegte Elektroden durch das Herz fließen. Aufgrund von Erfahrungen am Menschen kann ein durch das Herz

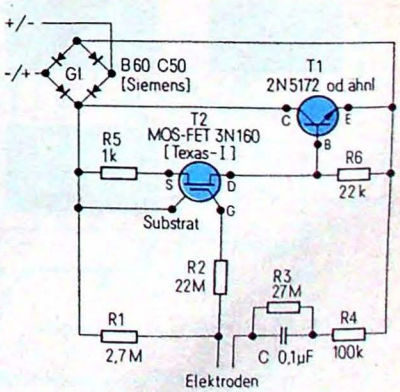


Bild 2. ▶ Schaltung des Elektronikteils. Statt der hier angegebenen Halbleiter lassen sich natürlich auch gleichwertige Typen verwenden

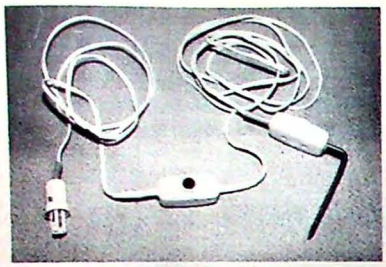


Bild 3. Die Ruftaste ist hier in die Anschlußleitung zwischen Rufstecker und Elektronikteil eingefügt

fließender Gleich- oder Niederfrequenzstrom von 10 µA physiologisch noch als unbedenklich angesehen werden. Für corticale Messungen wird ein Grenzwert von 100 µA für den Meßkreisstrom angenommen."

Und in VDE 0750, Teil 2 - N, Seite 72 heißt es dazu: „In den Patientenleitungen dürfen bei ungestörtem Betrieb keine höheren Ströme als 10 µA auftreten. In den Patientenleitungen dürfen auch im ersten Fehlerfall, z. B. bei Drahtbrüchen, Unterbrechungen und Schadhaftwerden von Röhren, Halbleitern und Bauelementen, in jeweils einem Fehlerfall keine Ströme von mehr als 100 µA auftreten." Diese Bestimmungen werden von dem Gerät eingehalten.

Bei der endgültigen Ausführung wird das Elektrodenteil (Platinengehäuse) ganz mit Gießharz ausgegossen. Ein Gerätemuster wurde dem Krankenhaus übergeben und arbeitet dort seit einiger Zeit einwandfrei. *Bild 3* zeigt die praktische Ausführung.

Übliche Frequenzzähler – so auch der FUNKSCHAU-Minizähler – weisen den Nachteil auf, daß durch die relativ kurze Torzeit die theoretisch durch den Quarz mögliche Meßgenauigkeit bei niedrigen Frequenzen bei weitem nicht erreicht werden kann. Sogar eine Meßfrequenz von 5 MHz führt „erst" zur Anzeige von 500 000, so daß bereits hier eigentlich etwa eine Stelle verschenkt wird. Die hier beschriebene Quarzzeitbasis ermöglicht eine wesentlich genauere Anzeige.

Erich Jochum

Universelle Quarzzeitbasis für Frequenzzähler

Längere Torzeiten, die hier Verbesserungen um mehrere Größenordnungen bringen, können ralisiert werden, wenn z. B. beim FUNKSCHAU-Minizähler am Ausgang des Bausteines 7207 weitere Teiler vorgesehen werden. Es kann jedoch nicht übersehen werden, daß dieses Verfahren neue Nachteile mit sich bringt. Bei der genannten IS wird die Torzeit aus einem Rechtecksignal mit dem Tastverhältnis 0,5 gewonnen. Bei langen Torzeiten (z. B. 10 s) folgt deshalb der Meßzeit eine ebensolange Totzeit, in der nicht gezählt wird. Um diesen Nachteil zu umgehen, wurde eine Universal-Steuereinheit mit den Torzeiten 0,1 s, 1 s, 10 s und 100 s entwickelt, die grundsätzlich für alle gängigen Frequenzzählerschaltungen eingesetzt werden kann.

Die Schaltung

Aus Gründen des niedrigen Leistungsbedarfes wurden ausschließlich CMOS-Bausteine verwendet *(Bild 1)*. Zwei als Inverter geschaltete Gatter von IS 1 bilden den 1-MHz-Quarzoszillator. Die Frequenz kann mit C1 nach oben, mit C2 nach unten gezogen werden. Die folgende IS 2 (SAJ 141) stellt einen Teiler 1 : 10/100/1000 dar, so daß am Eingang von IS 3 (4066) die Frequenzen 1 MHz, 100 kHz, 10 kHz und 1 kHz anliegen. IS 3, ein 4fach-Schalter, wählt die gewünschte Torzeit über den Tastenschalter aus.

Der eigentliche Zeitbasiszähler besteht aus IS 4 und IS 5 (2 x SAJ 141) mit dem Teilungsverhältnis $1 : 10^5$. Zur Erklärung der Arbeitsweise wollen wir davon ausgehen, daß die Torzeit 1 s gewählt wurde. Die von IS 3 gelieferte Taktzeit beträgt somit 10 µs. Nach 10^5 x 10 µs = 1 s geht Ausgang 5 von IS 5 nach H und setzt damit über die Takteingänge die Flipflops 1 und 2 (IS 6). FF 2 beendet damit die Torzeit (Q 2 = H), $\overline{Q}$ 1

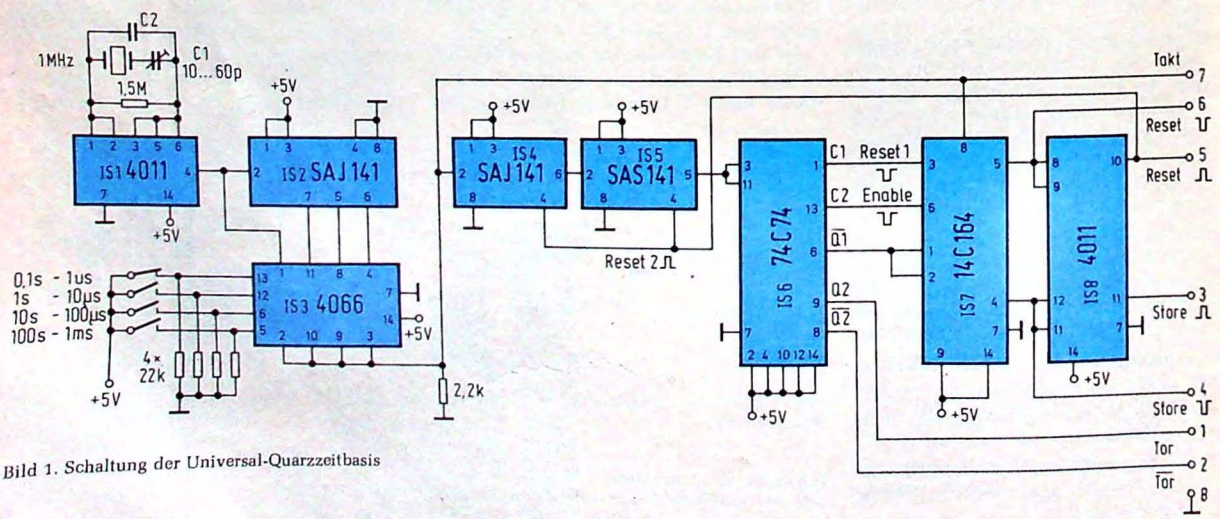


Bild 1. Schaltung der Universal-Quarzzeitbasis

wird L. Dieses L steht auch am Eingang des Schieberegisters IS 7 (74 C 164) und wird mit dem nächsten Taktimpuls eingeschrieben. Mit den weiteren Taktimpulsen erscheinen an den Ausgängen jeweils um 10 µs verschobene L-Impulse, die wie folgt verwendet werden:

Bit 1 setzt FF 1 über seinen Reseteingang in seine alte Lage, so daß $\overline{Q}$ 1 wieder H wird. Bit 2 erzeugt den Store-Impuls für die Zwischenspeicher des Frequenzzählers. Der nächste Ausgang (Bit 3) liefert das Reset-Signal für den Frequenzzähler und setzt den Zeitbasiszähler (IS 3 und IS 4) auf Null. Der Zählvorgang wird jedoch erst beim nächsten Takt freigegeben, da bis dahin der Reset-Impuls auf L bleibt. Bei Bit 4 erfolgt Freigabe des Zählers sowie die Öffnung des Tores durch den Enable-Impuls (Q 2 = L). *Bild 2* zeigt die Zusammenhänge; es ist klar ersichtlich, daß bei der gewählten Torzeit von 1 s die Totzeit zwischen zwei Meßvorgängen nur 40 µs beträgt.

IS 8 invertiert den Store- und Reset-Impuls, so daß diese in zweifacher Polarität zur Verfügung stehen und die Schaltung damit für alle Zählerschaltungen universell verwendet werden kann.

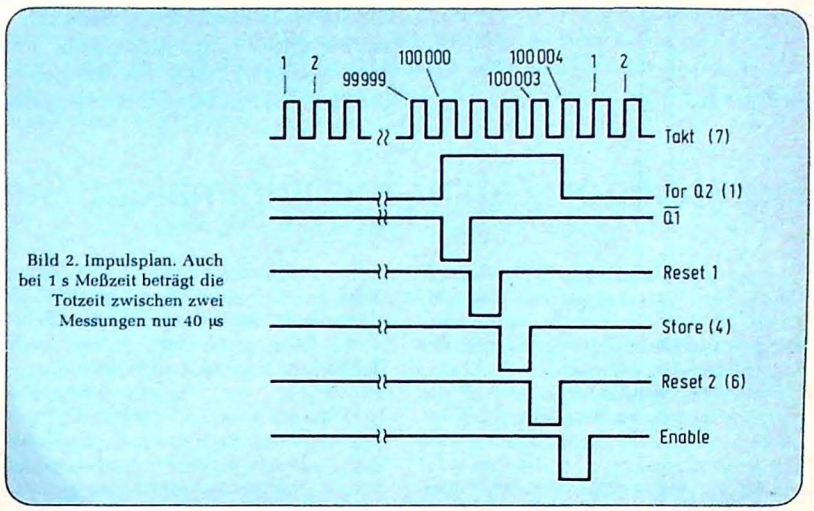


Bild 2. Impulsplan. Auch bei 1 s Meßzeit beträgt die Totzeit zwischen zwei Messungen nur 40 µs

Der Aufbau

Der Aufbau erfolgt auf einer zweiseitig kaschierten Platine, die auch den 4fach-Tastenschalter für die Torzeiten aufnimmt. *Bild 3* zeigt die Platinenunterseite, *Bild 4* die Oberseite nebst Bestückung. Pro Taste stehen drei freie Umschaltkontakte zur Verfügung, die zur Umschaltung der Bereichsanzeige und des Dezimalpunktes verwendet werden können. Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß zuerst alle Lötaugen auf der Bestückungsseite durchkontaktiert werden müssen. Die IS können direkt, besser aber auf Sockeln eingesetzt werden, wobei man auf die erforderlichen Maßnahmen beim Umgang mit CMOS-Schaltkreisen achten sollte.

Der Stromverbrauch beträgt nur etwa 10 mA, so daß auch Batteriebetrieb ohne weiteres möglich ist. Wenn die Schaltung mit dem FUNKSCHAU-Minizähler verwendet werden soll, sind folgende Maßnahmen zu treffen: IS 7207 und den 100-kΩ-Widerstand neben Quarz und 10-nF-Kondensator entfernen. Zur Erzeugung der Multiplexfrequenz sind zwei Widerstände und ein Kondensator am 7208 anzulöten (*Bild 5*).

Die Verbindungen für Torzeit, Store und Reset können nun unmittelbar an die entsprechenden Punkte des 7207 (Pin 13, 2 und 14) hergestellt werden.

Zur Periodendauermessung kann zusätzlich der Quarzoszillator (7209) stillgelegt und dafür der Taktimpuls mit wahlweise 1 µs, 10 µs, 100 µs und 1 ms zur Periodendauermessung verwendet werden. Damit sind Messungen bis 10^7 ms möglich.

Ein kompletter Bausatz ist beim Verfasser (Finkenweg 2, 8211 Rimsting) erhältlich.

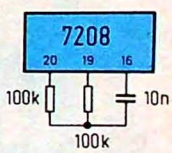
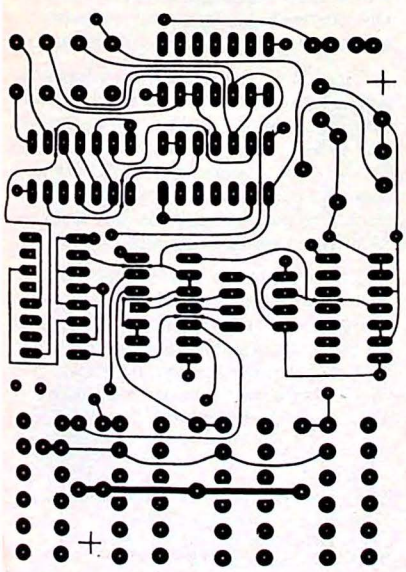


Bild 5. Notwendige Änderung der Multiplex-Erzeugung beim FUNKSCHAU-Minizähler beim Einbau der neuen Quarzzeitbasis

Literatur:

Digitale Frequenzanzeige für Superhetempfänger. FUNKSCHAU 25/1975, S. 91.
Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 7/1976, S. 271.



◄ Bild 3. Lötseite der verwendeten, doppelseitigen Platine

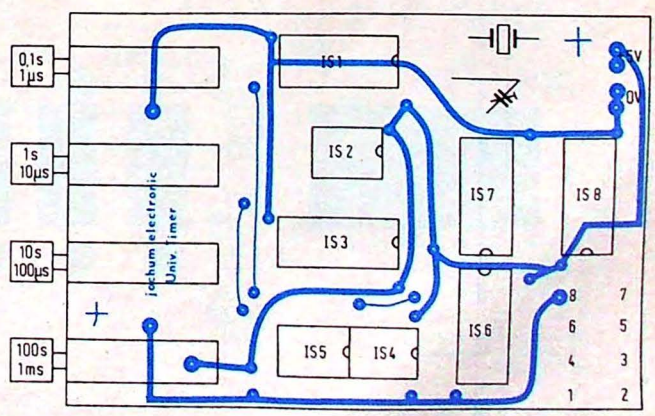


Bild 4. ► Platinen-Oberseite und Bestückungsplan

1111

Günter Mayer

Eine immer wieder benötigte Baugruppe ist ein mit Speichern und Decodern ausgestatteter Zähler für die Anzeige des aktuellen Zählstandes auf einem mehrstelligen Siebensegment-Display. Der hier gegebene Schaltungsvorschlag arbeitet mit MSI-CMOS-IS, so daß sich der Bauteileaufwand auf ein Minimum reduziert.

Vierstelliger Zähler mit minimalem Aufwand

In der gebräuchlichen TTL-Technik besteht *eine* Zähldekade aus drei einzelnen IS, der Anzeige, sieben Widerständen zur Strombegrenzung und der entsprechenden internen Verdrahtung.

Bei einem 4-Dekaden-Zähler ist der Aufwand bei dieser Bauweise schon erheblich: 12 IS, 28 Widerstände und eine Menge Verdrahtungen. Außerdem wird ein Strom von ca. 600...700 mA aufgenommen, der zu einem großen Teil von den TTL-Bausteinen benötigt wird.

Integrierte Dekadenzähler

Wesentlich günstiger und wirtschaftlicher sind dagegen vollständig integrierte Dekadenzähler mit bis zu sechs Dekaden, die seit einiger Zeit auf dem Markt sind. Unter den zur Zeit existierenden Bausteinen von verschiedenen Herstellern zeichnen sich die 4-Dekaden-Zähler der Typenreihe MM 74 C 925 bis MM 74 C 928 durch eine Reihe von Vorzügen wie z. B. günstiger Preis, kleines Gehäuse und geringe Stromaufnahme aus. Hersteller ist übrigens National Semiconductor.

Für die insgesamt vier Bausteine dieser Typenreihe werden nur zwei verschiedene Gehäuse verwendet (16- bzw. 18poliges Dual-In-Line-Gehäuse). Wie aus *Bild 1* hervorgeht, haben die Bausteine MM 74 C 926 und MM 74 C 928 die gleiche Pinbelegung und können deshalb ohne Probleme ausgetauscht werden. Sie enthalten einen kompletten 4-Dekaden-Zähler mit Speicher und Decoder; die Siebensegmentausgänge sind gemultiplext – das erfordert nur sieben Segmentleitungen (und eventuell nur sieben Widerstände) plus vier Leitungen für die Digitansteuerung gegenüber 4 x 7 Leitungen (plus Digitansteuerung) bei der sonst üblichen (parallelen) Ansteuerung.

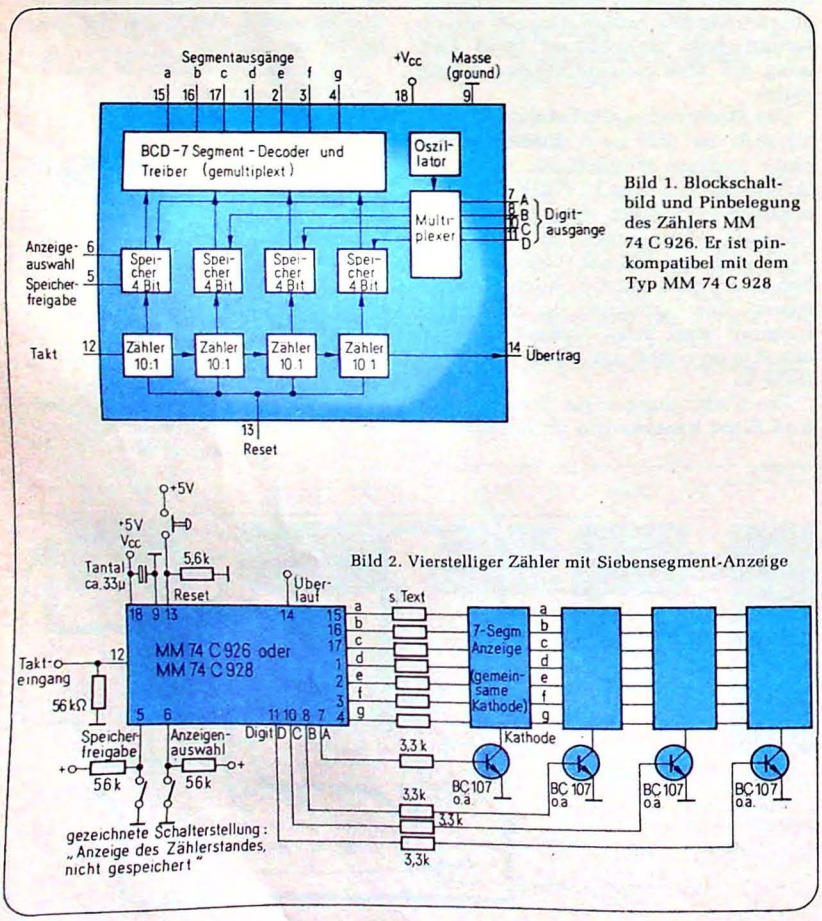


Bild 1. Blockschaltbild und Pinbelegung des Zählers MM 74 C 926. Er ist pinkompatibel mit dem Typ MM 74 C 928

Bild 2. Vierstelliger Zähler mit Siebensegment-Anzeige

Die CMOS-IS besitzen einen sehr kleinen Strombedarf: Die Stromaufnahme beträgt bei offenen Ausgängen (ohne Anzeigen) typisch 20 µA!

Die Anzahl der Stellen kann durch Reihenschaltung (mit dem Ausgang „Überlauf") erweitert werden, allerdings nicht beim MM 74 C 925.

Anwendungsschaltung

Die in *Bild 2* gezeigte Schaltung benutzt zur Ansteuerung der vier Digits einzelne Transistoren. Es sind hierfür zwar auch spezielle IS erhältlich, die Beschaffung stößt manchmal aber auf Schwierigkeiten. Die Segmentströme müssen durch insgesamt sieben Widerstände begrenzt werden; damit ist gleichzeitig eine Einstellung der gewünschten Anzeigehelligkeit möglich. Die Stromverstärkung der Transistoren sollte mindestens etwa 100 betragen.

Für die Segment-Vorwiderstände sind Werte zwischen etwa 10 Ω und 100 Ω möglich. Dabei ist zu bedenken, daß jede einzelne Stelle ja nur ein Viertel der Zeit angesteuert wird; die Segment-Vorwiderstände müssen daher auch viermal kleiner als bei nicht gemultiplextem Betrieb sein.

Durch einfache Erweiterung mit einem Torgatter und einer geeigneten Zeitbasis, eventuell durch Teilung der 50-Hz-Netzfrequenz, läßt sich ein einfacher Frequenzmesser aufbauen. Die IS 74 C 926 zählt dabei bis 9999, der Typ 74 C 928 bis 1999.

Literatur

Über den Umgang mit MOS-Bauelementen. FUNKSCHAU 1977, Heft 10, S. 451.
CMOS Integrated Circuits. Datenbuch der Fa. National Semiconductor, 1975.

Thomas Hülsmann

Bereits vor etwa zwei Jahren, nämlich in FUNKSCHAU 1976, Heft 26, beschrieben wir einen Konturgenerator, der interessante Klangeffekte mit einer elektronischen Orgel oder einem Musik-Synthesizer ermöglicht. Die hier beschriebene Schaltung dient dazu, die Anwendung des Konturgenerators auch auf Instrumente ohne Tastenkontakte – wie etwa Gitarren – auszudehnen.

Hüllkurven-Triggerung für einen Konturgenerator

Um auch ohne Ansteuerung durch Tastenkontakte den Konturgenerator triggern zu können, ist es erforderlich, aus der Hüllkurve, d. h. aus dem Amplitudenverlauf des Eingangssignales einen Triggerimpuls zu gewinnen.

Der Triggerschalter S 1 im Konturgenerator wird durch einen elektronischen Schalter, im *Bild* durch einen Transistor, ersetzt. Durch ein entsprechendes Schaltungskonzept wird dieser nach Ablauf der „decay time" (siehe Heft 26/1976), das entspricht 0 V Konturspannung, für einen kurzen Moment nichtleitend gemacht; beim Rücksetzen des Transistors in den leitenden Zustand entsteht daher ein Triggerimpuls, der den Konturgenerator startet. Dies wiederholt sich dann so oft, bis man diesen Vorgang manuell unterbricht.

Die Schaltung

Da ein Schwellwertschalter, in der Schaltung durch den Schmitt-Trigger 7413 realisiert, bei einem bestimmten Schwellwert schaltet, der aber nicht gleich 0 V ist, muß, um oben genannte Forderung zu erfüllen, der Konturspannung eine Referenzspannung hinzuaddiert werden, deren Wert knapp unter dem Schwellwert des Schmitt-Triggers liegt.

Mit R 1, D 1, VR 1 und R 4 wird diese Spannung erzeugt und über R 3 dem invertierenden Eingang des ersten Operationsverstärkers (OP A) zugeführt. Gleichfalls gelangen an diesen Eingang über R 2 die Konturspannung und über R 5 das Triggersignal, das durch $S_{Tr.}$ und das Differenzierglied C 1/R 7 gebildet wird.

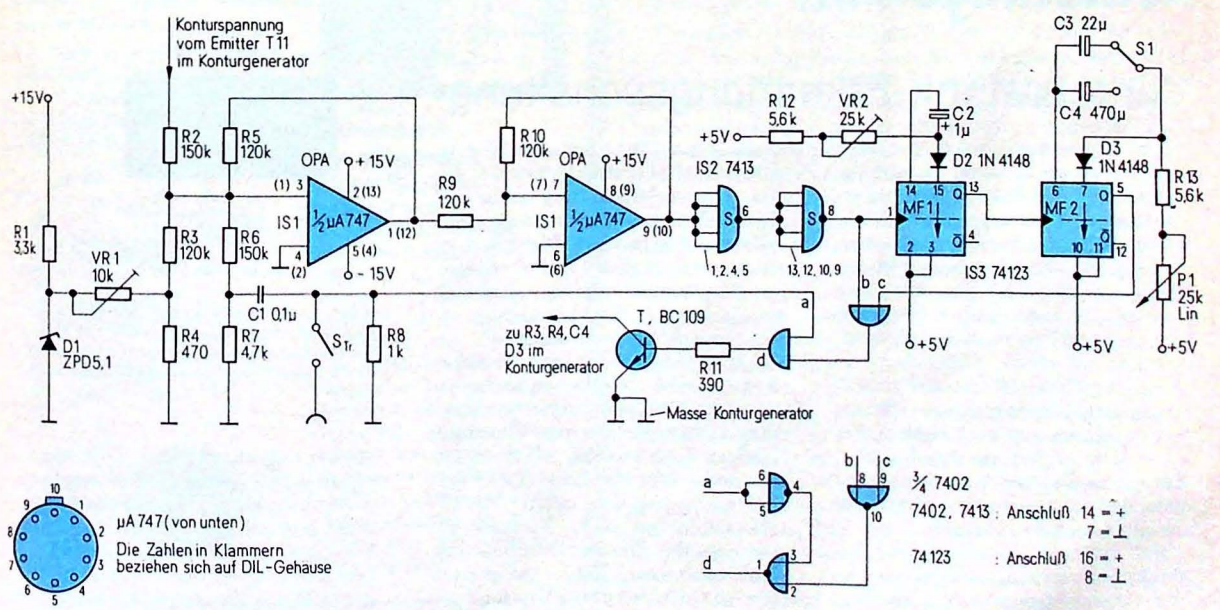
Bei OP A handelt es sich um einen Umkehraddierer, d. h. sämtliche am Eingang anliegenden positiven Spannungssignale erscheinen am Ausgang des Operationsverstärkers mit umgekehrter Polarität. Daher ist die nachfolgende Inverterstufe (OP B) notwendig, weil der nachgeschaltete Schmitt-Trigger 7413 nur positive Signalspannungen verarbeiten kann.

Dem Schmitt-Trigger folgen zwei Monoflops, die in dem Baustein 74123 integriert sind. Vom Schmitt-Trigger und vom Ausgang des zweiten Monoflops erzeugte Signalspannungen gelangen über ein ODER-Gatter und ein UND-Gatter, das durch den Triggerschalter $S_{Tr.}$ geöffnet und geschlossen werden kann, an die Basis des „Schalter"-Transistors T.

Der Funktionsablauf

Will man den Konturgenerator starten, so geschieht dies durch Schließen des Triggerschalters $S_{Tr.}$. Der so über C 1 und R 7 entstandene Impuls durchläuft die Addierstufe und gelangt zum Schmitt-Trigger 7413, der ihn in einen Rechteckimpuls umformt. Die negative Flanke dieses Impulses triggert Monoflop 1. Fällt das Monoflop in seine Ausgangsposition zurück, so entsteht an dessen Ausgang wiederum ein negativer Flankenimpuls, der Monoflop 2 setzt, d. h. an dessen Ausgang ist H-Pegel. Dieser gelangt über die ODER- und UND-Gatter an die Basis des Transistors BC 109 und schaltet diesen durch.

Der Konturgenerator erhält somit einen Triggerimpuls und wird gestartet.



Schaltung zur Triggerung eines Konturgenerators. Sie gestattet auch die Klangbeeinflussung, z. B. von Saiteninstrumenten

Demzufolge steigt die Konturspannung an, überschreitet zusammen mit der Referenzspannung den Schwellwert des Schmitt-Triggers, und an seinem Ausgang ist nun H-Pegel, der wiederum über ODER- und UND-Gatter an die Basis von T gelangt.

Entscheidend ist dabei, daß die Zeit, in der der Konturgenerator gestartet wird und die Konturspannung zusammen mit der Referenzspannung den Schwellwert überschreitet, innerhalb der Impulszeit von Monoflop 2 liegen muß. T bleibt also aufgrund des vom 7413 gelieferten H-Pegels nach dem Zurückkippen von Monoflop 2 im durchgeschalteten Zustand. Erreicht nun die abfallende Konturspannung annähernd den Wert 0 und unterschreitet sie damit den Schwellwert des Schmitt-Triggers, so entsteht an dessen Ausgang eine negative Flanke, die Monoflop 1 triggert. Für die Impulszeit dieses Monoflops ist T gesperrt, da sowohl am Ausgang des 7413 als auch am Ausgang von Monoflop 2 L-Pegel liegen. Diese Zeit ist notwendig, um den Konturgenerator erneut starten zu können. Fällt nämlich Monoflop 1 in die Ausgangsposition zurück, wird Monoflop 2 gesetzt, T wird wieder leitend gemacht, was einen Impuls erzeugt und den Konturgenerator wieder startet, usw.

Will man diesen Vorgang nun unterbrechen, so wird der Triggerschalter $S_{Tr.}$ geöffnet. Damit gelangt über R 8 L-Potential an einen Eingang des UND-Gatters, wodurch die Basis des Transistors ebenfalls L-Potential erhält und T nichtleitend gemacht wird.

Der Abgleich

Um ein optimales Arbeiten des Gerätes zu gewährleisten, müssen zwei Werte durch die jeweils dazugehörenden Regler festeingestellt werden, nämlich die Referenzspannung und die Zeit, in der der Transistor T nichtleitend sein soll.

Bei Inbetriebnahme des Gerätes wird VR 1 auf den maximalen Wert gestellt, so daß sich über R 4 eine Spannung von etwa 0,5 Volt einstellt. VR 2 wird ebenfalls auf den Maximalwert eingestellt, d. h. die Impulszeit von Monoflop 1 hat ihren größten Wert. S 1 steht auf 22 µF, der Regler P 1 wird auf $^1/_3$ seines Maximalwertes eingestellt.

Beim Konturgenerator werden die Regler P 1 („Attack time") und P 2 („Decay time") so eingestellt, daß beide Zeiten einen Gesamtwert von etwa $^1/_2$ s erreichen.

Der Schleifer von P 3 muß an Masse liegen. Die Einstellung von P 4 ist für den Funktionsablauf irrelevant.

Nach diesen Einstellarbeiten muß sich durch Triggern mit $S_{Tr.}$ ein Schwingungsvorgang einstellen, den man an den Leuchtdioden im Konturgenerator erkennen kann. Ist dies der Fall, wird der Wert von VR 1 langsam verringert, bis die Schwingung abreißt. Von dem Punkt dreht man das Trimmpoti ein wenig zurück, so daß nach erneutem Triggern mit $S_{Tr.}$ eine Schwingung wieder einsetzt. Damit ist der Wert der Referenzspannung eingestellt.

Der Wert von VR 2 wird ebenfalls so lange verringert, bis die Schwingung abreißt, und entsprechend dem vorher Gesagten endgültig eingestellt.

P 1 und S 1 muß man im weiteren Gebrauch je nach den gewünschten Zeiten im Konturgenerator einstellen.

Literatur

[1] The Integrated Circuits Catalog for Design Engineers, Texas Instruments, 1976

[2] Total Linears Raytheon Semiconductor, 1974

[3] *Heppner:* Der beschaltete Operationsverstärker. FUNKSCHAU 1977, Heft 11

[4] *Geissler:* Konturgenerator für die Musikelektronik. FUNKSCHAU 1976, Heft 26

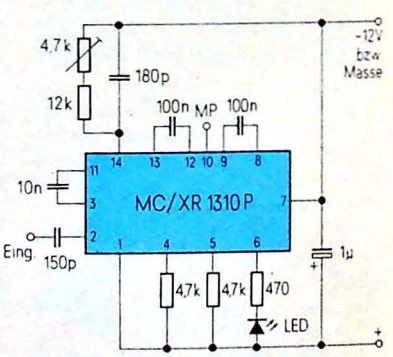
Schaltungskniff

Verkehrsfunk-Erkennungsschaltung

Um einen Rundfunksender, der Verkehrsinformationen ausstrahlt, von anderen UKW-Sendern unterscheiden zu können, bietet sich die Auswertung der Kennfrequenz von 57 kHz an. Die hier beschriebene Schaltung (*Bild*) tut dies mit Hilfe einer IS, die ursprünglich für einen ganz anderen Zweck vorgesehen ist, nämlich mit einem Stereodecoder-Baustein MC 1310 P bzw. XR 1310 P. Er kommt mit nur wenigen externen Bauelementen aus und stellt daher eine recht preiswerte Lösung dar, wenn man auf die Auswertung der Bereichskennung der Verkehrsrundfunksender verzichtet.

Bei vielen Autoradio-Typen befindet sich eine Diodenbuchse an der Gehäuserückseite, die für den Anschluß eines Kassettenrecorders gedacht ist. Meist befindet sich in dieser Buchse eine Drahtbrücke, die die interne Verbindung zwischen dem FM-Demodulator und dem Nf-Verstärker herstellt. Diese Brücke wird nun einfach mit dem Zusatzgerät verbunden; hierfür empfiehlt sich unbedingt die Verwendung einer abgeschirmten Leitung.

Unter Umständen kann es erforderlich sein, das Deemphasis-RC-Glied am FM-Demodulator des Empfängers zu entfernen bzw. den zugehörigen Kondensator auf etwa ein Zehntel seines ursprünglichen Wertes zu verringern, damit der 57-kHz-Hilfsträger nicht zu stark gedämpft wird. Die damit verbundene Höhenanhebung kommt meist auch der Sprachverständlichkeit im Auto zugute, kann aber selbstverständlich auch mit der Klangblende des Autoradios wieder ausgeglichen werden.



Schaltung der Verkehrssender-Erkennung. Der frequenzbestimmende Kondensator an Pin 14 der IS sollte möglichst ein Styroflex-Typ sein, um eine gute Temperatur-Stabilität zu gewährleisten

Der Abgleich der Schaltung ist recht einfach: Man sucht sich einen Verkehrsrundfunksender (B 3, HR 3 usw.) und dreht am Trimmpoti, bis die LED des Zusatzgerätes leuchtet.

Roland König

Um komplizierte Abläufe in Geräten zu steuern, kann man sogenannte Mikroprogrammsteuereinheiten verwenden. Diese stellen im Prinzip eine Vorstufe des Mikrocomputers dar, wobei gesagt sei, daß ein Mikroprozessor in den meisten Fällen selbst eine Mikroprogrammsteuereinheit besitzt. Hier sollen verschiedene Aufbaustufen einer Mikroprogrammsteuereinheit beschrieben werden, und an Hand dieser wird das Wesen von Programmen erklärt.

Rolf-Dieter Klein

Mikroprogramm-Steuereinheiten

Lineare Programme

Bild 1 zeigt das Schaltbild einer einfachen Ablaufsteuerung. Sie besteht aus einem Zähler und einem Decodierer. Die Schaltung ist in der Lage, einfache lineare Programme abzuarbeiten.

Doch was versteht man überhaupt unter einem Programm? Ein Programm ist eine Abfolge von Anweisungen, z. B.:

1. Anweisung: Zähler auf Null setzen
2. Anweisung: Zählereingang freigeben
3. Anweisung: Eine Sekunde warten
4. Anweisung: Zählereingang sperren
5. Anweisung: Zählerstand ausgeben
6. Anweisung: Halt

Dieses kurze Programm könnte zum Beispiel den Zähler eines Frequenzmeßgerätes steuern.

Es wäre nun noch der Begriff „lineares Programm" zu erklären; darunter versteht man ein Programm, das die Anweisungen entsprechend ihrer Reihenfolge im Speicher (genauer gesagt der aufsteigenden Folge ihrer Adressen) abarbeitet, das heißt ausführt.

Diodenmatrix als Programmspeicher

Bei dem angeführten Beispiel zur Erklärung des Begriffs „Programm" handelt es sich um ein solches lineares Programm. Denn nirgends innerhalb des Programms wird ein Befehl gegeben, die Abarbeitungs-Reihenfolge zu ändern. Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung kann nur sehr einfache lineare Programme abarbeiten. Jedem Ausgang des Decodierers ist genau ein Befehl zugeordnet. Wird innerhalb eines Programms ein Befehl mehrmals gebraucht, so müssen bei dem Decodierer die entsprechenden Ausgänge über eine ODER-Verknüpfung miteinander verbunden werden. Handelt es sich um lange Programme, bei denen viele Befehle mehrmals auftreten, so wird die Schaltung unübersichtlich und sehr umfangreich. Außerdem wären Programmänderungen nicht einfach möglich.

Die Schaltung nach *Bild 2* dagegen bietet die Möglichkeit, sehr einfach Programmänderungen durchführen zu

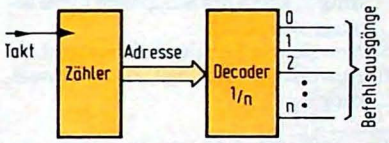


Bild 1. Prinzip einer einfachen Ablaufsteuerung. Mit den Befehlsausgängen können z. B. periphere Geräte gesteuert werden

können. Sie besteht wieder aus einem Zähler und einem Decodierer; nur gelangen die Ausgänge des Decodierers auf eine Matrix, die es gestattet, universell die oben genannten ODER-Verknüpfungen zu realisieren. Mit den horizontalen Leitungen der Decodierer-Ausgänge kreuzen sich mehrere Leitungen in vertikaler Richtung. Diese Leitungen stellen nun die neuen Befehlsleitungen dar.

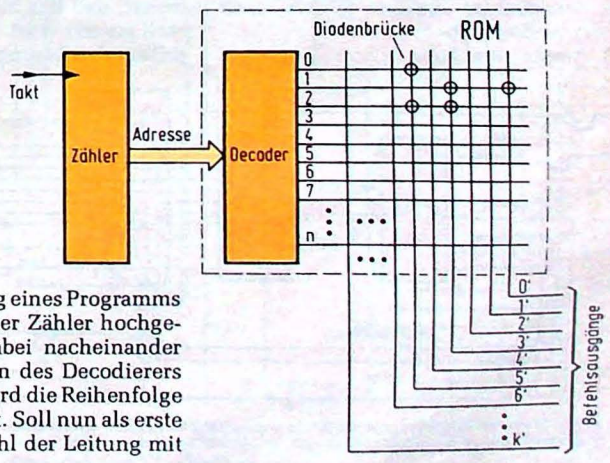


Bild 2. Hier wird der Programmablauf nicht direkt vom Decoder, sondern von einer frei programmierbaren Diodenmatrix oder einem ROM bestimmt

Bei der Ausführung eines Programms wird nach wie vor der Zähler hochgezählt. Es werden dabei nacheinander die Ausgänge 0 bis n des Decodierers aktiviert. Dadurch wird die Reihenfolge der Befehle bestimmt. Soll nun als erste Anweisung der Befehl der Leitung mit der Bezeichnung 5' ausgeführt werden, so wird am Kreuzungspunkt der Leitungen 5' und 0 zum Beispiel eine Diode (wie im Schaltbild eingezeichnet) eingelötet.

Wird nun die erste Anweisung ausgeführt, so gelangt über die Leitung 0 und über die Diode ein Signal an die Leitung 5', das dann zur endgültigen Ausführung des Befehls weiterverwendet werden kann.

Die Schaltung ermöglicht es nun aber auch, daß Befehle gleichzeitig abgearbeitet werden können. Dabei dürfen sich diese Befehle natürlich nicht gegenseitig stören. Ein Beispiel für eine Anweisung, bei der eine Störung auftreten kann: „Zähler auf Null setzen, Zähler um eins erhöhen". Es hängt bei dieser Anweisung von der dazugehörigen Schaltung ab, ob die Anweisung richtig ausgeführt wird oder nicht, ob also der Inhalt des Zählers nach Ausführung dieser Anweisung Eins oder Null ist.

Die Fähigkeit, mit einer Anweisung mehrere Befehle gleichzeitig ausführen zu können, kann die Geschwindigkeit eines Programms beträchtlich erhöhen. Wird zum Beispiel gewünscht, daß bei Ausführung der zweiten Anweisung der Befehl der Leitung 3 ausgeführt werden, so wird an den entsprechenden Kreuzungspunkten eine Diode einge-

Rolf-Dieter Klein, 20, ist in Tettnang/Bodensee geboren, erhielt 1976 das Reifezeugnis und studiert jetzt Elektrotechnik an der TU München. Er beschäftigt sich seit langem mit digitaler Elektronik und seit 1975 auch mit Mikrocomputern.

setzt. Die Schaltung ermöglicht es, einen Befehl von verschiedenen Anweisungen aus beliebig auszuführen. Bei der Anweisung 3' (Leitung 2 des Decodierers) werden (wie im Schaltbild dargestellt) die Befehle 5' und 3' ausgeführt. Dabei wurde der Befehl 5' schon bei der Anweisung 1 und der Befehl 3' bei der Anweisung 2 ausgeführt.

Die dargestellte Matrix ist mit dem Decodierer in integrierter Form als ROM (Read-Only Memory) lieferbar. Dabei kann zum Beispiel bei der Fertigung des ROM mit Hilfe von Masken bestimmt werden, an welchen Kreuzungspunkten Dioden (oder Transistoren) vorhanden sind. Für kleine Stückzahlen gibt es ferner sogenannte PROMs (Programmable Read-Only Memories). Hierbei kann man durch Stromimpulse bestimmter Größe die Programmierung durchführen und somit die Matrixpunkte definieren. Es gibt auch noch sogenannte EPROMs (Erasable Programmable Read-Only Memories), bei denen die Information in Form von Ladung an den Kreuzungspunkten aufgebracht wird. Dies geschieht ebenfalls durch Stromimpulse. Nun ist es aber möglich, die in diesen Speichern eingebrachte Information auch wieder zu löschen. Dies wird durch Bestrahlen der IS mit einer UV-Lampe erreicht. Dazu ist das IS-Gehäuse mit einem Quarzfenster an der Oberseite ausgerüstet.

Nichtlineare Programme

Bild 3 zeigt nun eine Schaltung, die in der Lage ist, auch nichtlineare Programme abzuarbeiten. Beispiel:

1. Anweisung: Setze den Zähler auf Null
2. Anweisung: Erhöhe den Inhalt des Zählers um eins
3. Anweisung: Gebe den Zählerstand aus
4. Anweisung: Springe zurück nach Anweisung 2
5. Anweisung: Leer

Dieses Programm enthält eine Sprunganweisung. Sie bewirkt, daß nach Ausführen der 4. Anweisung nicht die 5. Anweisung, sondern die 2. Anweisung ausgeführt wird. Dadurch wird erreicht, daß sich die Ausführung der Anweisungen 2 bis 4 zyklisch wiederholen.

Bei der 4. Anweisung handelt es sich um einen sogenannten unbedingten Sprung. Dieser Sprungbefehl wird in jedem Fall ausgeführt. Es gibt aber auch noch sogenannte bedingte Sprungbefehle, die in Abhängigkeit von bestimmten Zuständen ausgeführt oder nicht ausgeführt werden.

Beispiel eines Programms mit bedingten Sprungbefehlen:

1. Anweisung: Springe nach Anweisung 1, wenn die Starttaste nicht betätigt wurde
2. Anweisung: Setze den Zähler auf den Wert Null
3. Anweisung: Erhöhe den Zählerinhalt um eins
4. Anweisung: Springe nach Anweisung 3, wenn die Stopptaste nicht betätigt wurde
5. Anweisung: Gib den Zählerstand aus
6. Anweisung: Springe nach Anweisung 1

Das Beispiel stellt ein Programm für eine Stoppuhr dar. Wenn bei Ausführung der ersten Anweisung die Starttaste nicht betätigt wurde, so erfolgt ein Sprung wieder zu dieser ersten Anweisung. Wurde die Starttaste betätigt, so erfolgt die Ausführung der zweiten Anweisung.

Die erste Anweisung beinhaltet eine sogenannte Warteschleife. Denn es wird solange die erste Anweisung ausgeführt, bis die Starttaste betätigt wird. Das Programm „wartet" also auf das Betätigen dieser Taste.

Bei Ausführung der zweiten Anweisung wird der Zählerstand dadurch definiert, daß der Inhalt des Zählers auf Null gesetzt wird. Bei Ausführung der dritten Anweisung wird der Inhalt des Zählers um eins erhöht. Die vierte Anweisung beinhaltet wieder einen bedingten Sprungbefehl. Wurde nämlich die Stopptaste nicht betätigt, so erfolgt ein Sprung zurück zur dritten Anweisung; wurde sie aber betätigt, so erfolgt kein Sprung und die fünfte Anweisung wird ausgeführt. Sie beinhaltet den Befehl „Gib den Zählerstand aus". Es erfolgt damit die Ausgabe der gestoppten Zeit. Die sechste Anweisung schließlich enthält einen unbedingten Sprungbefehl zur ersten Anweisung, wobei wieder die Wartestellung eingeleitet wird und das Ganze von vorne beginnt.

Für das ordnungsgemäße Funktionieren des Programms ist es notwendig, nach Betätigen einer der beiden Tasten deren Schaltzustand zu speichern. Das erfolgt solange, bis die dazugehörige Sprunganweisung ausgeführt wurde. Dies ist nötig, um so eine Abfrage des Sprungbefehls zu ermöglichen, ob eine Taste betätigt wurde oder nicht. Soweit also der Programmablauf, die „Software".

Doch nun zu der Erklärung der Schaltung in Bild 3, der „Hardware". Um Sprunganweisungen durchführen zu können, ist es notwendig, daß ein Zähler verwendet wird, der auf einen beliebigen Wert gesetzt werden kann. Dazu besitzt ein solcher Zähler speziell dafür vorgesehene Setzeingänge. An diese Eingänge wird ein Teil der Befehlsleitungen des Ausgangs der Matrix geführt. Diese Befehlsleitungen beinhalten die Sprungadresse. Der Zähler besitzt außerdem noch einen Eingang, der ihn veranlaßt, die Information, die an den Setzleitungen liegt, zu übernehmen.

Dieser Eingang kann nun beispielsweise direkt mit einer Befehlsleitung der Matrix verbunden werden. Dann können unbedingte Sprungbefehle ausgeführt werden. Ein solcher Befehl besteht aus dem Setzbefehl und der Sprungadresse. Zur Realisierung von bedingten Sprungbefehlen führt man die Befehlsleitungen der Matrix nicht direkt zu dem Setzeingang des Zählers, sondern beispielsweise über eine UND-Verknüpfung. Nun wird die Sprungadresse nur dann in den Zähler geladen, wenn der Setzbefehl an den Zähler gelangt. Dies ist aber nur der Fall, wenn die UND-Bedingung erfüllt ist, also an dem anderen Eingang der UND-Verknüpfung bei Auftreten des Sprungbefehls eine logische „1" liegt. Somit bestimmt dieser Eingang, ob der Sprungbefehl ausgeführt wird oder nicht.

Noch etwas fällt an dieser Schaltung auf: Es sind zwei verschiedene Taktleitungen vorhanden.

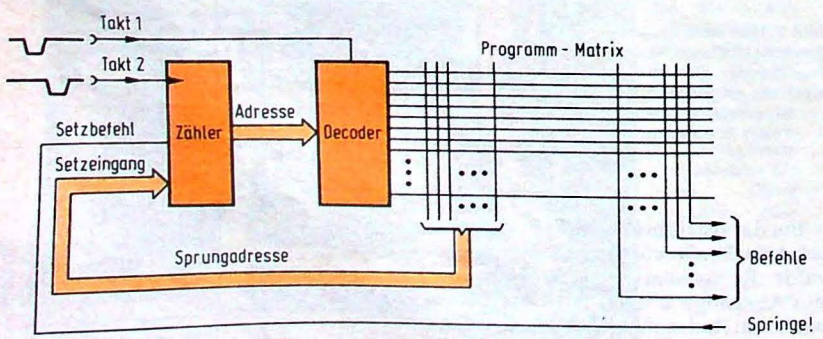


Bild 3. Für nichtlineare Programme ist ein voreinstellbarer Zähler erforderlich, der bei Sprungbefehlen die neue Anweisungs-Adresse übernimmt

Warum zwei Taktphasen?

Wäre nur eine Taktleitung vorhanden, so würden Störungen im Ablauf entstehen, wenn ein Sprungbefehl ausgeführt wird. Der Sprungbefehl verändert den Inhalt des Zählers und es würde an den Decodierer sofort eine neue Adresse gelangen. Der Decodierer würde die entsprechende Anweisungsleitung sofort aktivieren und die neue Anweisung würde ausgeführt werden. Dies könnte zu unüberschaubaren Programmabläufen führen oder sogar zu Fehlern.

Bei zwei geeigneten Taktsignalen können solche Störungen nicht auftreten. Zum Beispiel wird vereinbart, daß bei Auftreten des Taktes 1 der Zähler um eins erhöht wird und der neue Zählerstand dann über einen Zwischenspeicher an den Decodierer weitergegeben wird. Wurde vorher eine Sprungadresse geladen, so wird bei dieser Taktdefinition allerdings die Sprungadresse um eins erhöht und dies ist bereits bei der Programmerstellung zu berücksichtigen. Bei Auftreten von Takt 2 wird dann der Decodierer freigegeben und die adressierte Anweisung wird ausgeführt.

Takt 1 und Takt 2 treten dabei in ständigem Wechsel auf, wobei sich die beiden Taktsignale nicht überlappen dürfen. *Bild 4* zeigt die Schaltung eines Taktgenerators, der solche Taktsignale erzeugt. Dem Taktgenerator wird dabei eine beliebige Taktfrequenz zugeführt, und an den Ausgängen 0 1 und 0 2 liegen die entsprechenden Taktsignale an.

Liegt nun zum Beispiel der Pegel des Eingangstaktes auf High und der Ausgang Q hat ebenfalls den Pegel High, so ist für das NAND-Gatter die Verknüpfungsbedingung erfüllt und an dem Ausgang 0 1 erscheint ein Low-Signal. Der Ausgang 0 2 liegt auf High-Pegel, da die Verknüpfungsbedingung von N2 nicht erfüllt ist.

Springt nun der Takt von High auf Low, so kippt das Flipflop um und der Ausgang $\overline{Q}$ liegt nun auf High-Pegel. Die Verknüpfungsbedingung von N1 ist nun nicht mehr erfüllt, und der Ausgang 0 1 liegt auf High-Pegel. Die Verknüpfungsbedingung für N2 ist aber auch nicht erfüllt, weshalb am Ausgang 0 2 ebenfalls ein High-Pegel liegt. Nun wechselt der Takt von Low auf High. Jetzt ist die Verknüpfungsbedingung von N2 erfüllt. Am Ausgang 0 2 liegt nun ein Low-Pegel. Der Ausgang 0 1 liegt noch auf High, da die Verknüpfungsbedingung von N1 noch nicht erfüllt ist. Wechselt nun das Taktsignal von High auf Low, so kippt das Flipflop wieder und der Ausgang Q führt einen High-Pegel. Da der Takt Low-Pegel führt, ist wieder für beide Verknüpfungen N1 und N2 die Verknüpfungsbedingung nicht erfüllt und an den Ausgängen 0 1 und 0 2 liegt ein High-Pegel. Bei erneutem Wechsel des Taktes beginnt das Ganze von vorne.

Bild 5 zeigt nun die Schaltung einer vollständigen Mikroprogramm-Steuereinheit. Man erkennt den schon bekannten Zähler Z1, den Decodierer D1 und die Matrix. Ein Teil der Ausgänge der Matrix wird über einen Zwischenspeicher des Typs SN 7475 an die Setzeingänge des Zählers zurückgeführt, um Sprungbefehle durchführen zu können. Die Befehlsleitungen der Matrix gelangen zunächst ebenfalls an einen solchen Zwischenspeicher und dann an einen sogenannten Befehlsdecodierer. Bisher wurden die Befehlsleitungen direkt zur Ausführung eines Befehls verwendet. Wenn sehr viele Befehle vorhanden sind, so würde man dabei genauso viele Befehlsleitungen in der Matrix benötigen. Steht aber nur ein sehr kleiner Programmspeicher zur Verfügung und wird auf die Fähigkeit

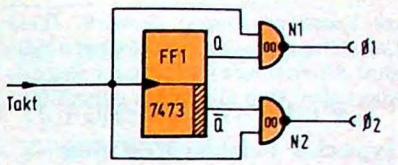


Bild 4. Die Schaltung in Bild 3 erfordert zwei phasenverschobene Taktsignale; diese einfache Schaltung kann sie liefern

verzichtet, mehrere Befehle mit einer Anweisung ausführen zu können, so kann man einen Befehlsdecodierer verwenden.

Diesem Befehlsdecodierer werden die Befehle in codierter Form zugeführt; er entschlüsselt sie und gibt ein Signal auf eine entsprechende Befehlsleitung an seinem Ausgang.

Die restliche Schaltung läßt sich am einfachsten an Hand der vorhandenen Befehle erklären. Dabei werden die Befehle am Anfang eines Abschnitts in ih-

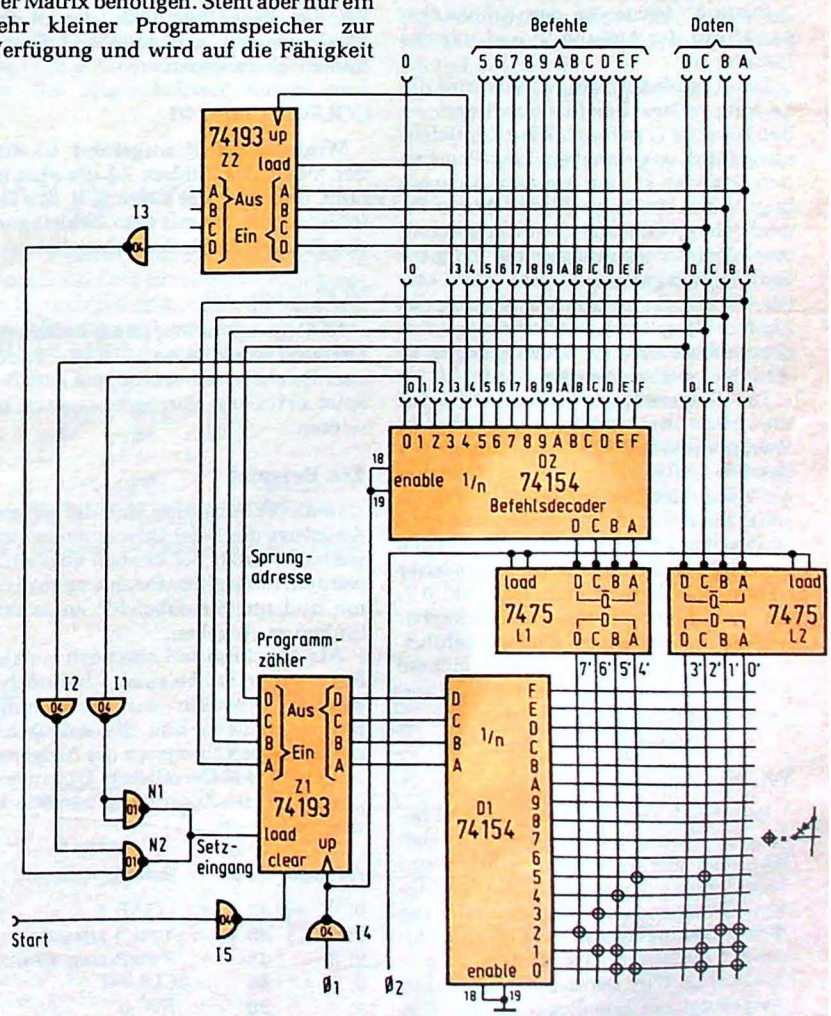


Bild 5. Schaltung einer typischen Mikroprogramm-Steuerung. Zur Takterzeugung kann die Anordnung von Bild 4 zusammen mit einem einfachen TTL-Oszillator dienen

rer Kurzbezeichnung genannt. Diese Bezeichnungen (Mnemonischer Code) sind Abkürzungen englischer Begriffe und haben sich allgemein eingeführt.

Typischer Befehlsvorrat einer Steuerung

JMP X; Code: 1X

Die Ausführung dieses Befehls bewirkt einen unbedingten Sprung. Die Adresse zu der gesprungen wird, wird in der zweiten Hälfte des Codes bestimmt. JMP 5 zum Beispiel heißt: Springe zur Anweisung 5. Nach Ausführung des Sprungbefehls wird dann die Anweisung 6 ausgeführt, da der Zähler zunächst um 1 erhöht wird. Der Code für diesen Befehl lautet 15. Soll der Befehl zum Beispiel bei der achten Anweisung ausgeführt werden, so fügt man eine Diode an den Kreuzungspunkt der Leitung 7 (hier wird von 0 bis 15 gezählt) des Decodierers D1 mit der Leitung 4'. Ferner an den Kreuzungspunkt mit der Leitung 2' und mit der Leitung 0'.

Zur Ausführung des Befehls wird die Leitung 1 des Befehlsdecodierers an den Inverter I1 geführt. Wird der Befehl ausgeführt, so gelangt ein Low-Pegel an den Inverter I1. An seinem Ausgang liegt dann ein High-Pegel. Dieses Signal gelangt an die als Inverter geschaltete NAND-Verknüpfung mit offenem Kollektorausgang, wo dann ein Low-Pegel liegt, der an den Setzeingang des Zählers Z1 gelangt und dafür sorgt, daß die Adresse an den Setzeingängen in den Zähler übernommen wird.

Die Steuerung der Schaltung wird mit Hilfe des schon beschriebenen Zweiphasen-Taktes vorgenommen. 0 1 bewirkt, daß bei abfallender Flanke dieses Taktes der Zähler Z1 um eins erhöht wird; bei der ansteigenden Flanke wird die am Ausgang der Matrix anstehende Information in den Zwischenspeicher L1 und L2 übernommen. Der Takt 0 2, der dann folgt, gibt den Befehldecodierer frei, und der Befehl wird ausgeführt. Durch dieses Prinzip wird eine sichere Arbeitsweise auch bei Ausführung von Sprungbefehlen gewährleistet.

JNC X; Code: 2X

Es handelt sich hierbei um einen bedingten Sprungbefehl. Der Sprungbefehl wird nur dann ausgeführt, wenn kein Übertrag der letzten Stelle des Zählers Z2 vorhanden ist. Zur Realisierung dieses Sprungbefehls gelangt die Leitung 2 des Befehlsdecodierers an den Inverter I2. Wird der Befehl ausgeführt, so gelangt ein Low-Pegel an den Eingang dieses Inverters I2. Von dessen Ausgang gelangt dann ein High-Pegel an den einen Eingang der NAND-Verknüpfung N2. Soll nun ein Low-Pegel an dem Ausgang dieser NAND-Verknüpfung entstehen, der einen Sprung bewirken kann, so muß der andere Eingang der NAND-Verknüpfung ebenfalls einen High-Pegel führen. Dort liegt aber nur dann ein High-Pegel, wenn an dem Eingang des Inverters I3 ein Low-Pegel liegt. Wird nun der Zähler Z2 hochgezählt, so erscheint nach einer bestimmten Anzahl Takt-Impulse am Ausgang D ein High-Pegel. Dieser bewirkt dann einen Low-Pegel am Eingang der NAND-Verknüpfung N2 und es kann kein Sprungbefehl mehr ausgeführt werden.

LOAD X; Code: 3X

Dieser Befehl ermöglicht es, den Zähler mit einem beliebigen Wert voreinzustellen. Bei der Ausführung dieses Befehls gelangt ein Low-Pegel an den entsprechenden Eingang des Zählers Z2, der diesen veranlaßt, die an den Setzeingängen vorhandene Information zu übernehmen.

COUNT; Code: 40

Wird der Befehl ausgeführt, so wird der Inhalt des Zählers Z2 um eins erhöht. Dazu ist die Leitung 4 des Befehlsdecodierers mit dem Zähleingang des Zählers Z2 direkt verbunden.

NOP; Code: 00

NOP (no operation) ist ein Befehl, der keinerlei Funktionen auslöst. Ein solcher Befehl wird benötigt, um zum Beispiel definierte Verzögerungen zu bewirken.

Ein Beispiel

In dieser Schaltung sind die anderen Ausgänge des Befehlsdecodierers nicht weiter benützt. Sie können verwendet werden, um weitere Befehle zu realisieren und um Steuerbefehle an externe Einheiten zu geben.

Als Abschluß soll nun noch ein kleines Programmbeispiel besprochen werden. Anstelle der Anweisungsnummer stehen hier die Adreßnummern, die den Nummern der Ausgangsleitungen des Decodierers D1 entsprechen, um die Zuordnung besser erkenen zu können.

Adresse:	Code:	Befehl:
0:	35	LOAD 5
1:	65	5 an 6 ausgeben
2:	83	3 an 8 ausgeben
3:	40	COUNT
4:	20	JNC 0
5:	14	JMP 4
6:	00	NOP

Das Programm hat die Aufgabe, dreimal hintereinander folgendes auszuführen: Zunächst soll die Leitung 6 des Befehlsdecodierers aktiviert werden; dabei soll auf den Datenleitungen der Wert 5 vorhanden sein. Danach soll der Ausgang 8 des Befehlsdecodierers aktiviert werden, und auf den Datenleitungen soll der Wert 3 anliegen.

Die Schaltung von Bild 5 besitzt noch einen wichtigen Eingang mit der Bezeichnung START. Wird ein Low-Pegel an diesen Eingang gelegt, so wird der Zähler Z1 gelöscht und es wird dauernd die erste Anweisung ausgeführt. Dabei darf diese Anweisung keine Zählbefehle beinhalten und auch keine Sprungbefehle. Mit diesem Eingang START ist es möglich, ein Programm, das einen HALT-Befehl beinhaltet, beliebig oft zu starten und somit auszuführen.

In dem Programmbeispiel wird dies berücksichtigt; die erste Anweisung (Adresse 0) enthält einen LOAD-Befehl, der auch bei mehrmaligem Ausführen zu keiner Störung führt. Der Befehl LOAD 5 bewirkt, daß der Zähler Z2 auf den Wert 5 gesetzt wird. Als zweite und dritte Anweisung folgen die beiden Ausgabebefehle.

Die vierte Anweisung enthält den Befehl COUNT, damit wird der Inhalt des Zählers Z2 um 1 erhöht. Nun folgt der Befehl JNC 0. Wenn der Zähler Z2 den Wert 8 noch nicht erreicht hat, erfolgt ein Sprung zur ersten Anweisung. Es wird dann nach dem Sprung zunächst die zweite Anweisung (Adresse 1) ausgeführt, Hat der Zähler den Wert 8 erreicht, so gelangt an den Inverter I3 ein High-Pegel; somit kann der Sprungbefehl nicht ausgeführt werden. Es wird dann die sechste Anweisung ausgeführt, die einen versteckten HALT Befehl beinhaltet, der auch mit dem Begriff „dynamischer Halt" bezeichnet wird. Es erfolgt nämlich ein Sprung zur fünften Anweisung und die sechste Anweisung wird wieder ausgeführt. Die sechste Anweisung beinhaltet aber wieder diesen Sprungbefehl, und somit bleibt das Programm bei dieser Anweisung „stehen". Soll das Programm erneut ausgeführt werden, so muß ein Low-Pegel an den Eingang „START" geführt werden.

Die hier beschriebene Mikroprogrammsteuereinheit soll lediglich einige Anregungen vermittelt haben; sie kann leicht zu einer umfangreicheren Mikroprogramm-Steuerung ausgebaut werden und so zum Beispiel zum Steuern eines Frequenzmeßgerätes, einer Recheneinheit oder eines sonstigen Gerätes verwendet werden.

Impulsumkehrstufe

Mit der nachfolgend beschriebenen Schaltung kann man die Wirkrichtung von impulsbreitengesteuerten Geräten umkehren. Diese sogenannte Impulsumkehrstufe kann man für positiv-, als auch für negativ-flankengesteuerte Elektronik aufbauen. Speziell erdacht wurde die Schaltung für handelsübliche Modellfernsteueranlagen, um die Laufrichtung der Servos umkehren zu können.

Das Prinzip der Schaltung ist die Impulsdifferenzbildung. Hierbei wird der ankommende Steuerimpuls i_E von einem zeitlich längeren Impuls i_K subtrahiert, so daß jeweils der „umgekehrte" Steuerimpuls i_A am Ausgang der Schaltung zur Verfügung steht *(Bild 1)*.

Die Zeit für i_K ergibt sich aus der Summe des kürzesten mit dem längsten Steuerimpuls. Sie beträgt bei den meisten Fernsteueranlagen

$$i_K = 1{,}0\ \text{ms} + 2{,}0\ \text{ms} = 3{,}0\ \text{ms}$$

Die Schaltung soll folgende Bedingung erfüllen:

$$i_K - i_E = i_A \qquad [1]$$

Bild 2 zeigt zwei schaltungstechnische Realisationsmöglichkeiten, nämlich für positiv- (a) und negativ-flankengesteuerte Elektronik (b). An den Gatterausgängen $Q_1 \ldots Q_4$ ergeben sich folgende Schaltzustände:

Q_1: $1-i_K$ (mit schlechter Rechteckform)

Q_2: i_K

Q_3: $1-i_K$

Q_4: $1-[(1-i_K) + i_E] = i_A \qquad [2]$

Vereinfacht man Gl. [2], so erhält man

$$i_K - i_E = i_A \qquad [3]$$

Man sieht, daß Gl. [1] und Gl. [3] identisch sind.

Aufbau und Abgleich

Für den Aufbau wurden CMOS-IS verwendet, da diese keinen nennenswerten Strom verbrauchen. Bei Verwendung von NiCd-Akkus als Spannungsversorgung kann auf die zusätzliche Spannungsstabilisierung verzichtet werden, da die Akkuspannung recht konstant bleibt. Sonst empfiehlt sich der Einbau einer einfachen Stabilisationsschaltung für etwa 5 V.

Die gesamte Schaltung kann bequem zwischen den Anschlußstiften der IS-Fassung aufgebaut werden, die Verdrahtung ist unproblematisch. Für R_T wurde ein Wendel-Trimmpotentiometer verwendet.

Der Abgleich erfolgt folgendermaßen: R_Z wird auf ungefähr 200 kΩ eingestellt. Die Stufe wird zwischen Empfänger und Rudermaschine angeschlossen. Bei eingeschalteter Anlage und Neutralstellung des entsprechenden Steuerknüppels wird der Rudermaschinenausschlag mit R_T ebenfalls auf neutral eingestellt.

Ing. (grad.) Gerhard Bartels

40 Umhängetaschen und 10 FUNKSCHAU-Abo's zu gewinnen!

Im Rahmen der dritten Abteilung des FUNKSCHAU-Preises 1979 verlosen wir 40 Mehrzweck-Umhängetaschen und 10 einjährige FUNKSCHAU-Abonnements unter den Lesern, die uns auf einer Postkarte mitteilen, was sie vom 1. Juli 1976 bis zum 1. Juli 1978 aus unserer Rubrik Praxis & Hobby nachgebaut haben – unabhängig davon, wieviel das ist! Näheres erfahren Sie in Heft 19/1978 auf Seite 910, oder Sie fordern einen Sonderdruck der Ausschreibungen zum FUNKSCHAU-Preis an. Adresse: Redaktion der FUNKSCHAU, Postfach 37 01 20, 8000 München 37.

CMOS-Frequenzverdoppler

Die meisten üblichen Frequenzverdoppler sind nur für einen recht schmalen Bereich geeignet, da sie nichtlineare Bauelemente zur Erzeugung von Oberwellen und Schwingkreise zur Aussiebung der gewünschten Harmonischen verwenden. Mit einer CMOS-IS gelingt es, in einem Bereich von 0...3 MHz die Frequenz zu verdoppeln, wobei allerdings das Tastverhältnis am Ausgang nicht konstant ist; es entstehen nämlich nur sehr schmale Impulse.

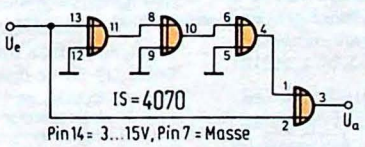


Bild 1. Schaltung des digitalen Frequenzverdopplers

Die in *Bild 1* gezeigte Schaltung verwendet eine IS mit vier integrierten Exklusiv-Oder-Gattern (4070); *Bild 2* zeigt den Impulsplan. G 1, G 2 und G 3 sind so geschaltet, daß sie als nichtinvertierende Gatter zur Verzögerung des Eingangssignales arbeiten. Ihre Verzöge-

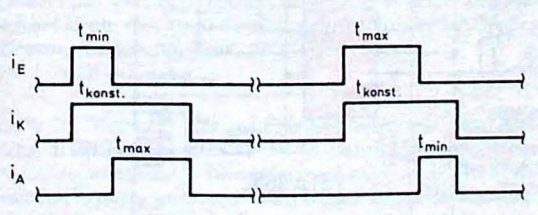


Bild 1. Impulsschema. Der empfangene Impuls i_E wird in seiner Länge von einem intern erzeugten Impuls i_K subtrahiert

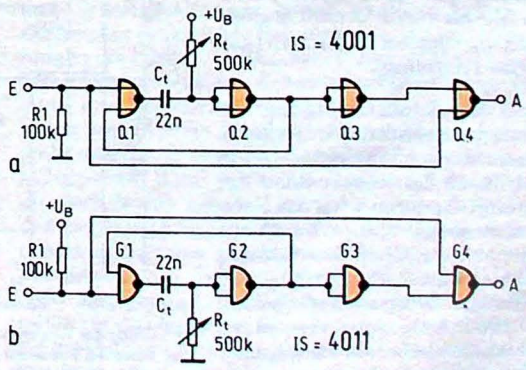


Bild 2. ▶ Schaltung für positive (a) und negative Elektronik (b)

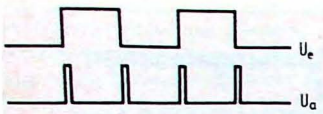


Bild 2. Impulsformen am Ein- und Ausgang

rungszeit bestimmt die Ausgangsimpulsbreite, die bei handelsüblichen IS bei etwa 0,1 µs liegt.

Einige Einschränkungen beim Betrieb dieser Schaltung sollten nicht unerwähnt bleiben. Zunächst einmal findet nur dann eine spektral reine Frequenzverdopplung statt, wenn das Eingangs-Tastverhältnis genau 0,5 beträgt. Ferner lassen sich nicht mehrere solcher Verdopplerschaltungen hintereinanderschalten, da sonst diese erste Bedingung nicht mehr erfüllt ist.

Die Schaltung eignet sich u. a. auch dazu, ein möglichst gleichmäßiges Oberwellen-Spektrum zu erzeugen, z. B. um einen Eichmarkengeber für einen Kurzwellen-Empfänger zu realisieren. Will man z. B. alle 1 MHz einen Eichpunkt erzeugen, so ist der Eingang der Schaltung mit einem 500-kHz-Quarzoszillator zu verbinden.

Jens Wittje

Nachtrag zum Gittermustergenerator

FUNKSCHAU 1978, Heft 18, S. 893

Sie haben sicher bereits bemerkt, daß das Layout der Platine seitenverkehrt abgebildet wurde – aber das dürfte für die Reproduktion kein Hindernis darstellen. Wie uns allerdings der Autor mitteilt, treten bei manchen IS 4011 Probleme wegen des Übersprechens zwischen einzelnen Gattern auf, die sich in seitlichen Verzerrungen am oberen Bildrand äußern und praktisch immer durch Einsetzen einer anderen IS behebbar sind. Die Ursache liegt bei Rückwirkungen der Vertikal-Synchronimpulse auf den Horizontal-Oszillator innerhalb IS 1.

Schaltungskniff

Antennenrotorsteuerung „ohne" Steuerleitung

Bei Antennenrotorsteuerungen fällt vor allem auf, daß 2...5adrige Steuerleitungen benötigt werden. Antennenverstärkerfernspeisungen sind jedoch seit Jahren bekannt und werden mit Erfolg angewandt. Warum kann also das Antennenkabel nicht auch als Steuerleitung für einen Antennenrotor dienen?

Diese Überlegung beflügelte mich zum Bau dieser Antennensteuerung, die bereits ein Jahr funktioniert.

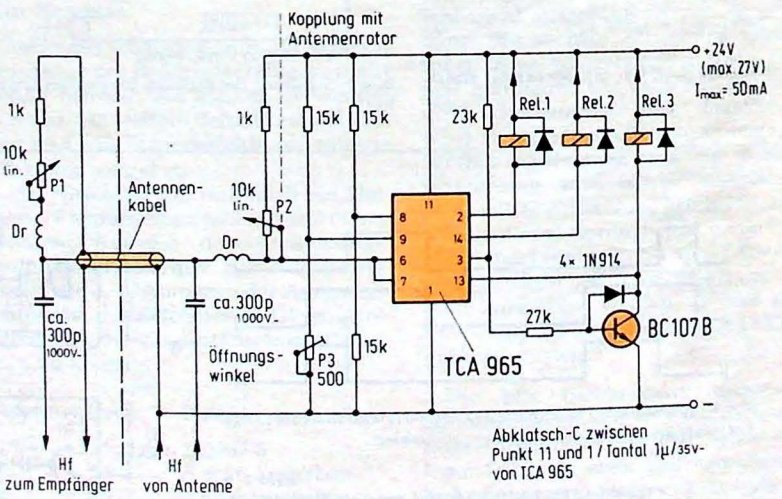
Um den Aufwand gering zu halten, wurde eine IS (TCA 965, Fa. Siemens, Preis ca. 5.– DM) verwendet, welche Ausgangsstufen mit offenen Kollektorausgängen enthält, die 50 mA maximal schalten können. Ich benutzte mit Absicht Relais zur Ansteuerung des Antennenrotormotors, um auch 220-V-Asynchron-Motoren mit Drehrichtungsumkehr verwenden zu können (galvanische Trennung).

Damit die Stromversorgung unstabilisiert ausgeführt werden kann, ist immer nur ein einziges Relais in Betrieb (auch im Ruhezustand der Steuerung). Dadurch wird das Netzteil konstant mit z. B. etwa 40 mA belastet. Bei meiner Ausführung wurde als Relais R 3 (es dient bei mir als 2poliger Netzschalter) jedoch eine 100-mA-Version verwendet, daher mußte hierbei ein zusätzlicher Schalttransistor eingesetzt werden.

Der Spannungsteiler mit den beiden 15-kΩ-Widerständen stellt die Bezugsmitte her. Wird nun durch Verstellen des Potentiometers P 1 oder P 2 die Mittenspannung der IS aus dem Gleichgewicht gebracht, fällt das Relais 3 ab, und gleichzeitig zieht (je nach Richtung) entweder Relais 1 oderRelais 2 an. Der Antennenrotor läuft nun an und führt das mechanisch angekoppelte Potentiometer P 2 mit, bis sich wieder das Gleichgewicht eingestellt hat. Das vorher eingeschaltete Relais 1 oder Relais 2 fällt nun ab, und fast gleichzeitig zieht Relais 3 wieder an. Der Ruhezustand der Schaltung ist somit wieder hergestellt. Der Spannungsteiler mit dem Potentiometer P 3 (500 Ω) dient nur dazu, die Größe des Öffnungswinkels zu verändern.

Beim Kurzschluß von P 3 ist überhaupt kein Öffnungswinkel vorhanden, d. h. das Relais 3 spricht nicht an. Im Endbereich von P 3 ist der Öffnungswinkel sehr weit, d. h. der Einschaltbereich von Relais 3 ist sehr groß. Der Anwender muß herausfinden, welche Einstellung von P 3 zu seinem Antennenrotor (hier ist das mechanische Spiel auch von Bedeutung) paßt.

Gert Hulboy



Schaltung der Rotorsteuerung ohne zusätzliches Steuerkabel. Sollte auch das Relais 3 ebenso wie Rel 1 und Rel 2 weniger als 50 mA Spulenstrom benötigen, kann auf den BC 107 verzichtet werden; das untere Ende von Rel 3 wird dann mit Pin 13 der IS verbunden

Die vielseitigen Möglichkeiten, die heute die Halbleitertechnik bietet, hat auch das Funkfernschreiben (RTTY) im Amateurfunk stark verändert. Die Mechanik wird weitgehend von der Elektronik verdrängt. Im folgenden Beitrag wird ein Textspeicher mit einer Speicherkapazität von 1024 Zeichen beschrieben, der die Betriebstechnik des Funkfernschreibens vereinfacht und komfortabler gestaltet. Bestimmte Routinetexte belasten den Operator mit einer Arbeit, die ohne weiteres von einem Automaten übernommen werden kann. Da Bauelemente auf dem Markt sind, die so preiswert sind, daß der Selbstbau eines Textspeichers auch für den Amateur sinnvoll wird, können nun RTTY-Begeisterte den Betrieb zum reinen Vergnügen werden lassen.

Wilhelm Peter Schneider
Alfons Brunn

Textspeicher für Fernschreiber

Elektronische Einrichtungen, die bestimmte Routinetexte gespeichert haben und sie auf Abruf in den RTTY-Kanal senden, existieren heute in aufwendigen Tastaturen. Sie benutzen Festwertspeicher (ROM), in die man Texte für immer hineinschreiben kann. Ein bekannter Prüftext, der häufig als gespeicherter Standardtext im Funkfernschreiben verwendet wird, ist: The quick brown fox jumps over lazy dogs back, 0123456789 Test.

Preiswerte Festwertspeicher (ROM) lassen sich nur einmal mit einem Text programmieren, der anschließend nicht wieder gelöscht werden kann. Fehler beim Programmieren dürfen also nicht vorkommen, oder man muß für immer mit ihnen leben. Es gibt natürlich auch weniger preiswerte Festwertspeicher, die nach Bedarf wieder gelöscht werden können, falls der eingeschriebene Text dem Operator nicht mehr gefällt. Das Löschen solcher Speicher mit UV-Licht ist einfach, hingegen gehört zum Programmieren eines neuen Textes ein Programmiergerät. Der Operator kann also nicht in diese Speicher mit seiner Tastatur einfach einen neuen Text einschreiben.

Natürlich möchte jeder Funkamateur seine Texte möglichst selbst gestalten. Eine Sammlung von Festwertspeichern, die Texte für alle Situationen enthalten, könnte eine Lösung darstellen, die jedoch relativ teuer werden kann. Eine ganze Armee von Gedächtnisrobotern, die zu einer leistungsfähigen RTTY-Station gehören müßten, kann eben nicht jeder auf die Beine stellen.

Es leuchtet ein, daß ein Schreib-Lese-Speicher (RAM) zur Unterstützung des Operators einer RTTY-Station am geeignetsten erscheint. In einen solchen Textspeicher kann vor dem Funkbetrieb der geeignete Text mit der eigenen Tastatur eingeschrieben werden. Änderungen sind kurzfristig auszuführen.

Außerdem läßt sich mit Hilfe eines Textspeichers, der mit einem Schreib-Lese-Speicher ausgerüstet ist, eine ganze Bibliothek von Standardtesten für alle Anwendungsfälle des Funkbetriebs nach eigenen Vorstellungen erstellen. Die Bibliothek wird dann mit

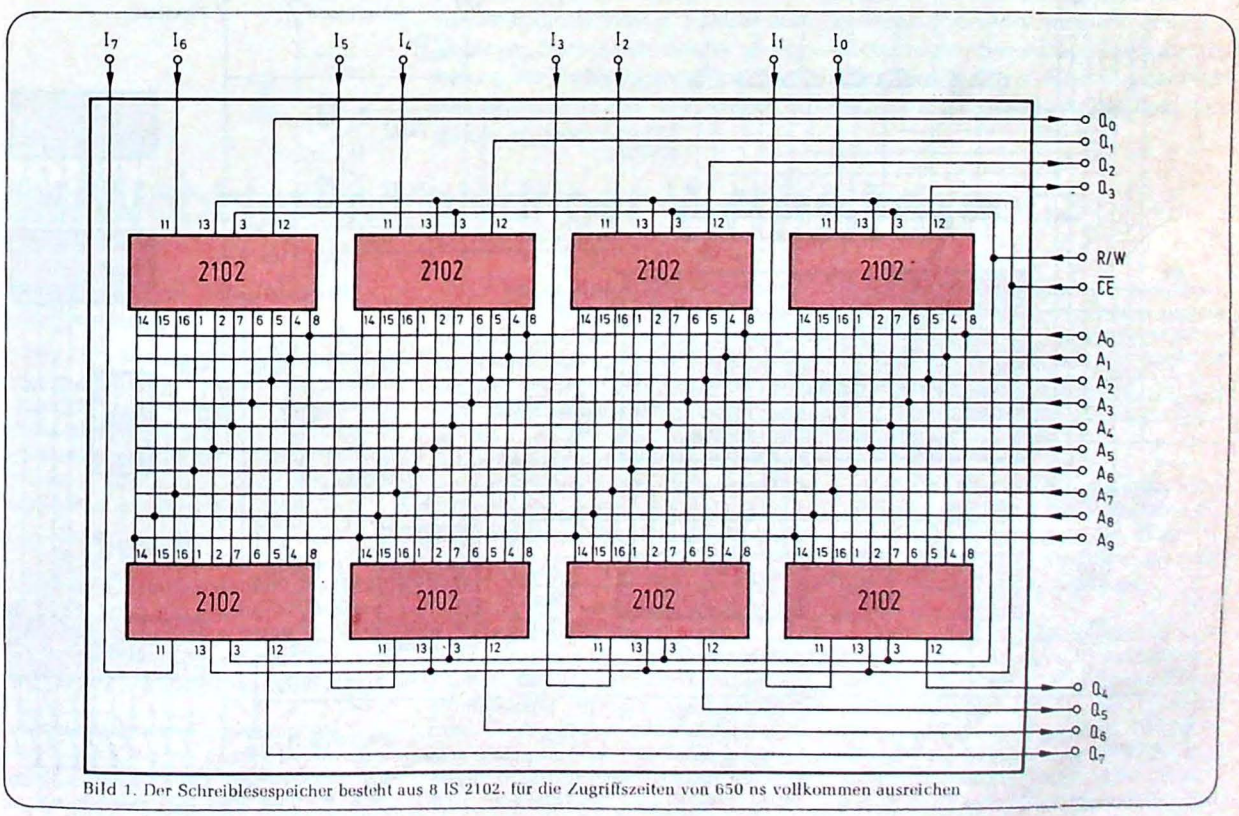


Bild 1. Der Schreiblesespeicher besteht aus 8 IS 2102, für die Zugriffszeiten von 650 ns vollkommen ausreichen

einem Cassettenrecorder gespeichert und die benötigten Textroutinen vor dem Funkbetrieb in den Textspeicher überspielt. In den hier beschriebenen Textspeicher können 1024 Zeichen eingelesen werden. Eine Schreibmaschinenzeile enthält z. B. ca. 80 Zeichen, so daß in den Textspeicher 12 Zeilen eingeschrieben werden können. Diese Speicherkapazität ist für den normalen Funkbetrieb völlig ausreichend.

Der Speicher wird lückenlos vollgeschrieben. Die einzelnen Teiltexte sind durch Stoppbefehle, die der Textspeicher beim Ausschreiben erkennt, getrennt. Die Stoppbefehle werden am Ende eines Textes mit der Stopptaste erzeugt. Vom Tastenfeld können Zeichen im beliebigen Code in den Textspeicher eingeschrieben werden. Jedes Zeichen darf allerdings nur aus einem 7-bit-Codewort bestehen.

Der Textspeicher bietet folgende Betriebsmöglichkeiten:

1. Ausschreiben vom Tastenfeld
2. Einschreiben in den Speicher mit dem Tastenfeld
3. Suchen eines bestimmten Textes
4. Ausschreiben von Routinetexten aus dem Textspeicher.

Der Schreiblesespeicher ist in *Bild 2* als Blocksymbol dargestellt. Der 1-kByte-Speicher ist mit statischen Schreiblesespeichern vom Typ 2102 aufgebaut. An die Zugriffszeit werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Zugriffszeiten von 650 ns bis 1000 ns werden ohne Schwierigkeiten von der Schaltung akzeptiert.

Da der Speicher insgesamt 1024 Zeichen zu 8 bit aufnehmen soll, sind entsprechend 8 x 2102 Bausteine erforderlich, die in *Bild 1* dargestellt und verschaltet worden sind. Die Schreib-Lese-Eingänge (R/W) müssen von allen IS 2102 gleichzeitig geschaltet werden, sie wurden deshalb auch gemeinsam herausgeführt. Genauso wurde mit den Chip-Enable-Eingängen ($\overline{CE}$) verfahren.

Ausschreiben vom Tastenfeld

Beim direkten Ausschreiben der Tastenfeldinformation (S 1 geöffnet) ist nur die Ausgangsschaltung mit den Schaltgliedern 7408 beteiligt. S 1 ist geöffnet und das einzige Monoflop 74121 eingangsseitig gesperrt. Die H-Impulse, die das Schaltglied 7430 aus der Tastenfeldinformation ableitet und die mit dem nachfolgenden RC-Glied entprellt werden, können das Monoflop nicht triggern. Am $\overline{Q}$-Ausgang entsteht infolgedessen kein L-Impuls, so daß der Schreib-Lese-Speicher (RAM) gesperrt bleibt. Die Tri-State-Ausgänge des RAM sind hochohmig und an den Ausgängen der ODER-Torschaltung liegt H-Potential.

Einschreiben mit dem Tastenfeld

Im Ruhezustand liegen die Eingänge I_0 bis I_6 auf H-Potential (S 1 geschlossen). Beim Schreiben werden die Eingänge entsprechend des verwendeten Codes und des gesendeten Zeichens auf L-Potential gezogen. Wie schon erwähnt, reagiert das Schaltglied 7430 auf ein L-Potential am Eingang mit einem H-Signal am Ausgang. Bei einem nicht entprellten Tastenfeld würde der H-Impuls am Ausgang des 7430 zur Ansteuerung des Monoflops ungeeignet sein. Das folgende RC-Glied sorgt für ein entprelltes Signal, auf das das Monoflop mit einem definierten L-Impuls antwortet. Ohne dieses RC-Glied gibt das Monoflop beim Drücken und beim Loslassen einer Taste des Tastenfeldes jeweils einen L-Impuls ab. Die Tastenfeldinformation würde somit zweimal in den Speicher eingeschrieben.

Am Ende eines Textes wird dieser durch einen Stoppbefehl, den die Stopptaste in den Speicher einschreibt, gekennzeichnet. In der Schal-

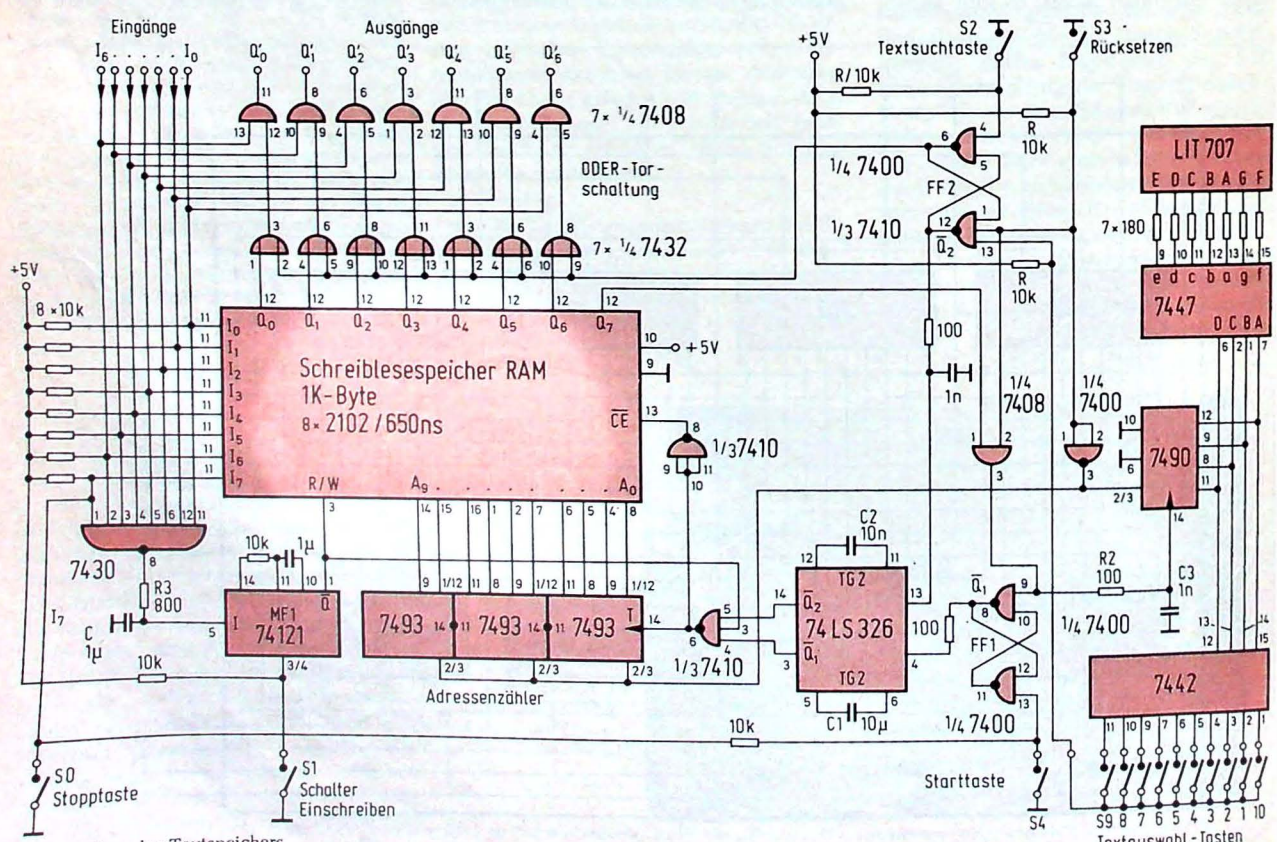


Bild 2. Aufbau des Textspeichers

tung ist leicht ersichtlich, daß bei geschlossener Stopptaste der Eingang I 7 des Speichers auf L-Potential gelegt wird.

Suchen eines Textes

S 3 setzt zuerst alle Zähler und Flipflops zurück (S 1 geöffnet) und sorgt damit für einen definierten Anfangszustand in der Schaltung. Die eingeschriebenen Texte sind gedanklich mit Null beginnend fortlaufend durchnumeriert. Somit steht der 1. Stoppbefehl am Ende des Textes 0 und am Anfang des Textes 1. Der 1. Stoppbefehl kennzeichnet also den Anfang des Textes 1. Der Suchvorgang eines Textes wird mit dem Schalter S 2 eingeleitet, der das FF 2 setzt und damit den schnellen Taktgenerator TG 2 im 74LS326 startet. Dieser Taktgenerator setzt den Adressenzähler weiter. Der Speicher wird bei geschlossener ODER-Torschaltung ausgelesen. Die ausgelesenen Stoppbefehle setzen den Ausgang Q 7 für die Zeit des Auslesens auf L-Potential. Zu jedem Stoppbefehl gehört also am Ausgang Q 7 des RAMs ein L-Impuls, der den Zähler 7490 mit seiner negativen Flanke taktet. Die Adressen des BCD-Dezimal-Decorders (7442) liefert der 7490.

Bei geschlossener Textauswahltaste 5 wird der schnelle Taktgenerator TG 2 mit dem 5. gelesenen Stoppbefehl angehalten. Diesen Stopp bewirkt der Ausgang 6 des 7442, dessen L-Potential über die Textauswahltaste 5 das FF 2 zurücksetzt und damit den Taktgenerator TG 2 anhält. Der Adressenzähler adressiert bei diesem Stand die Speicherzelle, die das 1. Zeichen des Textes 5 enthält.

Ausschreiben aus dem Textspeicher

Das Ausschreiben des Textes 5 (S 1 geöffnet) wird mit der Starttaste ausgelöst, die bei geschlossenen Kontakten das FF 1 setzt und damit den langsamen Taktgenerator TG 1 im 74LS326 startet. Der Ausschreibvorgang wird nur dann durch den nächsten Stoppbefehl beendet, wenn bis dahin die Starttaste wieder geöffnet ist. Der Schreib-Lese-Speicher wird ausgelesen, wenn das Taktsignal auf L-Potential liegt. Nur in dieser Zeit ist der $\overline{CE}$-Eingang des Speichers aktiviert. Der R/W-Eingang steht beim Ausschreiben immer auf Lesen (H-Potential), weil S 1 geöffnet ist. Das beim Ausschreiben zurückgesetzte FF 2 sorgt für eine geöffnete ODER-Torschaltung (7432).

Praktische Erprobung

Die Erprobung erfolgte an der Station von DK 1 RF und zeigte gute Ergebnisse. Selbst bei einer Hf-Sendeleistung von ca. 500 Watt Hf zeigten sich keine negativen Beeinflussungen des Textspeichers. Bei sinnvoll ausgewählten Textroutinen war eine deutliche und erfreuliche betriebstechnische Erleichterung festzustellen. Zu Beginn und Ende eines Standardtextes lassen sich sinnvollerweise weitere Informationen (Rufzeichen der Gegenstation, Kontestnummer und Report) von Hand hinzufügen. Platinen sind bei A. Brunn, 33 Braunschweig, Lahnstr. 8, bei Bedarf zu erhalten.

Das beschriebene Gerät eignet sich nicht nur zur schnellen überschlägigen Erkennung von Filterdurchlaßkurven, sondern auch zur Prüfung von Nf-Verstärkern und Lautsprechern. Die Besonderheit der niedrigen Wobbelfrequenz gestattet eine direkte Verfolgung des Frequenzganges mit einem Zeigermeßgerät. Durch Erhöhung der Wobbelfrequenz ist es aber auch möglich, ein Oszilloskop zur Darstellung des Frequenzganges zu gebrauchen.

Arno Lemke

Nf-Wobbler mit niedriger Wobbelfrequenz

Funktions- und Schaltungsbeschreibung

Mit IS 1 wird eine Dreieckspannung erzeugt (*Bild 1*), welche nach entsprechender Verformung den Wobbel-Baustein IS 2 ansteuert. Die Frequenz der Dreieckspannung wird durch den Kondensator über Pin 5/6 und den Widerstand Pin 7/Masse bestimmt.

$$f_0 = \frac{1}{RC} \approx 0{,}04\ \text{Hz}.$$

Mit dem Spannungsteiler 2 x 47 kΩ an Pin 3 wird das Gleichspannungsniveau des Ausgangs auf 0,5 U_b eingestellt. Das Potential an Pin 1 bestimmt die Größe der Ausgangsamplitude an Pin 2.

Eine zeitlineare Änderung des Steuerstromes als eine Funktion der Dreieckspannung, etwa bei direkter Ansteuerung der IS 2 von der IS 1, hätte einen ungünstigen Frequenzmaßstab zur Folge, weshalb die Dreieckspannung über den Transistor BC 115 so verformt wird, daß ihr Verlauf etwa exponentiell wird (*Bild 2*). Damit erreicht man eine konstante Durchlaufzeit von ca. 3,8 s pro Dekade. Amplitude und Form des modifizierten Dreiecksignals werden mit den beiden Potentiometern 50 kΩ (Arbeitspunkt) und 5 kΩ (Amplitude) festgelegt. *Bild 3* zeigt hierzu die Steuerspannung am Kollektor des BC 115.

Die Spannungsänderung über der Kollektor-Emitter-Strecke des BC 115 und damit die Stromänderung über Pin 7 (8) der IS 2 stehen in direktem Zusammenhang mit der Frequenzänderung. Da dieser Anschlußpunkt auf einem Potential von +3 V liegt, ist der Stromverlauf in Bild 2 gegenüber dem Spannungsverlauf von Bild 3 invertiert. Die Stromänderung ist eine Folge der gesteuerten Innenwiderstandsänderung des BC 115. Der Wobbelbereich 10 Hz...20 kHz entspricht einem Verhältnis von 2000 : 1. Die entsprechenden Steuerströme für die Eckfrequenzen sind 1,5 µA und 3 mA.

Für die frequenzbestimmende Kapazität zwischen den Pins 5 und 6 der IS 2 ergibt die Rechnung einen Wert von 48 nF. In der Praxis wird man also einen 47-nF-Kondensator wählen.

Der 1-µF-Elektrolyt-Kondensator an Pin 10 wird bei beiden IS zur Entkopplung der Referenzspannungsquelle benötigt (*Bild 4*). Pin 11 (Rechteckausgangsspannung) bleibt frei. Mit dem 500-Ω-Potentiometer wird der geringste Klirrfaktor eingestellt. Mit dem 22-kΩ-Einstellregler über Pin 15/16 wird

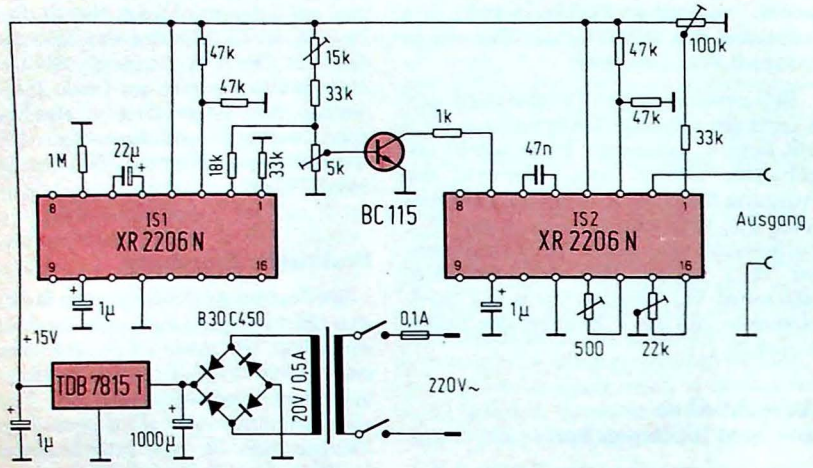


Bild 1. Schaltbild des Nf-Wobblers

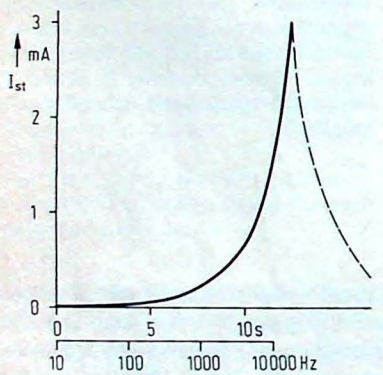


Bild 2. Durch den exponentiellen Charakter des Steuerstroms ist die Durchlaufzeit für alle Dekaden konstant

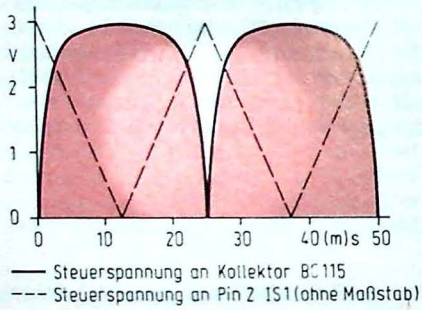


Bild 3. Diese Kurven gelten für eine Wobbelfrequenz von 40 Hz

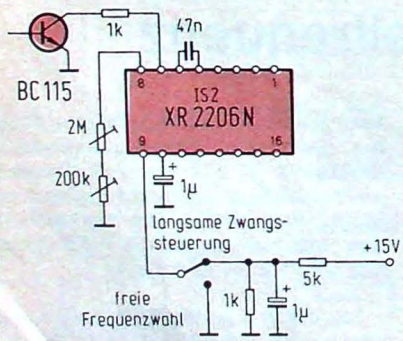


Bild 4. Umschaltung Wobbler – Tongenerator

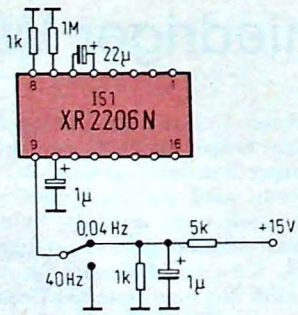


Bild 5. Umschaltung zwischen zwei Wobbelfrequenzen

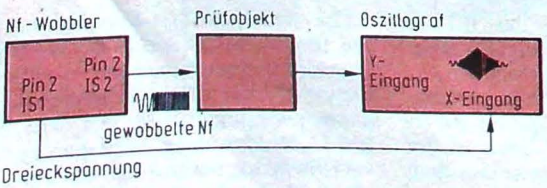


Bild 6. Die Ausgangsimpedanz beträgt etwa 600 Ω

Umsonst...

...brauchen Sie für unsere Rubrik P & H nicht gerade zu schreiben: 200 DM erhalten Sie für jede veröffentlichte Druckseite. Wenn Sie eine Schaltung mit besonderem „Pfiff" haben, die von uns als Schaltungskniff deklariert wird, brauchen Sie für diese 200 DM nicht einmal eine Seite zu füllen.

Die FUNKSCHAU sucht laufend Manuskripte für nachbausichere Bauanleitungen in Form von Schaltungsvorschlägen und dem notwendigen Text zur Erläuterung; Platinen-Layouts sind willkommen, aber nicht Bedingung.

Sie vereinfachen sich und uns die Arbeit, wenn Sie sich zunächst einmal unsere Autoren-Richtlinien zusenden lassen. Adresse: FUNKSCHAU-Redaktion, Postfach 37 01 20, 8000 München 37, Tel. (0 89) 5 11 73 15.

die Symmetrie der Ausgangsspannung eingestellt.

Abgleich

Man lege den Y-Eingang des Oszilloskops an den Kollektor des BC 115 und schalte bei interner Triggerung auf den Zeitmaßstab 5 ms/Tl. Wie in *Bild 5* gezeigt, erhöht man die Wobbelfrequenz, indem man Pin 9 auf Masse und einen 1-kΩ-Widerstand von Pin 8 nach Masse legt. Durch wechselseitigen Abgleich der beiden Potentiometer, 15 kΩ und 5 kΩ, kann man nun die optimale Kurvenform einstellen. Indem man die Masseverbindung an Pin 9 aufhebt, kann man bei niedriger Wobbelfrequenz die Eckfrequenzen kontrollieren.

Die IS XR 2206 N bietet außerdem die Möglichkeit, durch entsprechenden Pegel an Punkt 9 jeweils Pin 7 oder 8 zu aktivieren und damit voneinander unabhängige Funktionen auszulösen. Hiervon wurde bereits beim Abgleich Gebrauch gemacht. Ist Pin 9 frei oder sein Pegel höher als +2 V (H), so wird Pin 7 aktiviert. Liegt Pin 9 an Masse oder ist die Spannung kleiner als +1 V (L), so wird Pin 8 aktiviert. Es kann also entweder im Sinusteil (IS 2) die Frequenzänderung über Pin 7 durch die modifizierte Dreieckspannung zwangsgesteuert werden, wobei dann Pin 9 entweder offen bleibt oder über einen Schalter an +2 V gelegt wird, oder aber z. B. eine andersartige Frequenzeinstellung über Pin 8 erfolgen, wenn Pin 9 an Masse liegt.

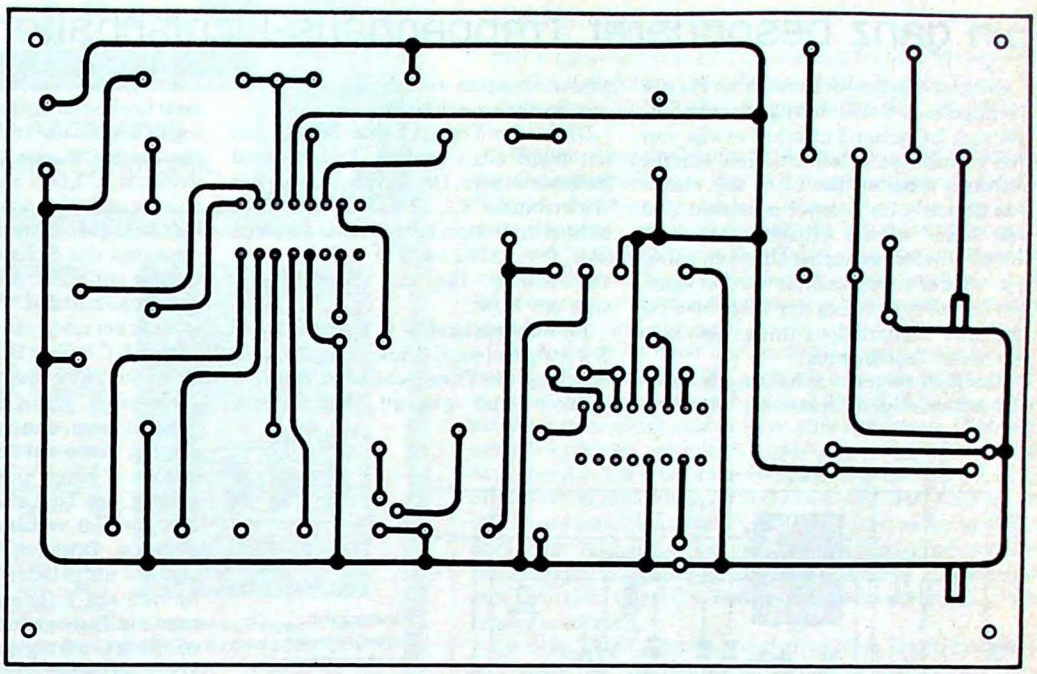


Bild 7. Lötseite der Platine

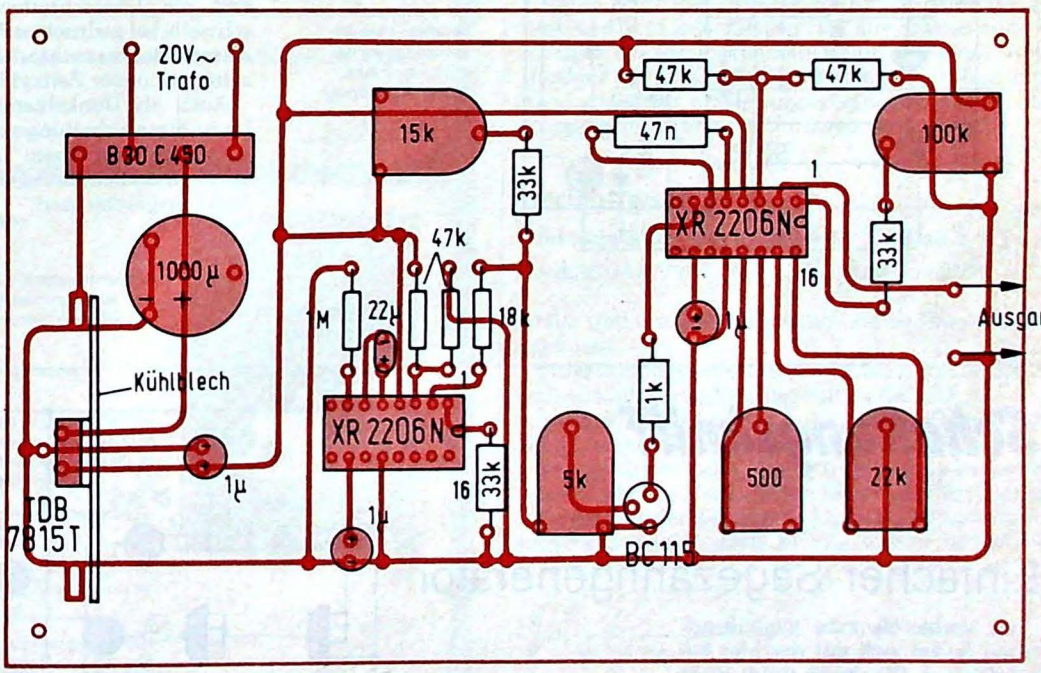


Bild 8. Bestückungsseite

So zeigt Bild 4 die Möglichkeit einer Umschaltung von langsamer Zwangssteuerung auf freie Frequenzwahl an der IS 2. Das Potentiometer 2 MΩ dient dann der Frequenzgrobeinstellung, während das Potentiometer 200 kΩ zur Feineinstellung der gewünschten Frequenz verwendet werden kann.

Auch an der IS 1 kann in gleicher Weise eine Änderung der Wobbelfrequenz erzielt werden, was z. B. für den beschriebenen Abgleich erforderlich ist. Die Aktivierung von Pin 8 erfolgt durch L-Pegel (Masse) an Pin 9, außerdem durch einen Widerstand von 1 kΩ an Pin 8 gegen Masse. Die Wobbelfrequenz beträgt dann ca. 40 Hz. Schaltet man in Serie zum Widerstand 1 kΩ ein Potentiometer von etwa 10 kΩ, kann man die Wobbelfrequenz von etwa 4...40 Hz regeln. Die Triggerung des Oszillografen erfolgt hier entweder vom Kollektor des BC 115 oder die Zeitbasis wird durch die Dreiecksspannung von Pin 2 der IS 1 dargestellt (*Bild 6*).

Bild 7 zeigt die Lötseite der Platine, *Bild 8* die Bestückungsseite. Bei Verwendung eines breitbandigen FM-Generators im Zusammenhang mit diesem Wobbelgenerator lassen sich auch ohne Schwierigkeiten HF-Wobbelgeneratoren aufbauen.

Ein ganz besonderer Treppenhaus-Lichtschalter

Der hier beschriebene Schalter für die Treppenhaus-Beleuchtung unterscheidet sich in seiner Funktion etwas von den gewohnten Ausführungen: Kurzes Drücken schaltet das Licht ein, das – wie üblich – nach einer gewissen Zeit von selbst wieder erlischt oder auch durch wiederum kurzes Drücken jederzeit wieder ausgeschaltet werden kann. Ein längeres Drücken der Taste bewirkt dagegen Dauerbeleuchtung bis zum nächsten Tastendruck.

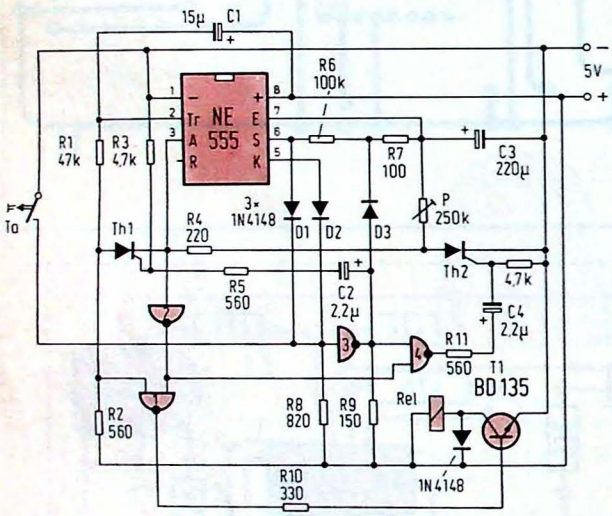
Das *Bild* zeigt die Schaltung der hierfür notwendigen Elektronik. Die Treppenhauslampen werden über ein Relais ein- und ausgeschaltet.

Die beiden Thyristoren sollten Typen mit nicht allzu großem Trigger- und Haltestrom sein. Die genauen Werte der Widerstände R 2, R 4, R 5 und R 11 richten sich dann nach diesen Strömen (R 2, R 4: ca. 82...470 Ω; R 5, R 11: ca. 180...820 Ω). Die vier NAND-Gatter sind ein 7400.

Im Ruhezustand ist C 1 über R 1 und R 2 aufgeladen, C 3 über den Entladeanschluß des Timers entladen. Die Thyristoren sind gesperrt. Beim ersten Drücken der Taste zündet Th 1. Nach dem Loslassen entlädt sich C 1 über R 1 und Th 1 bis unter die Triggerschwelle des Timers. Dieser wird getriggert, Th 1 gelöscht, C 1 lädt sich über R 1 und R 2 wieder auf, C 3 wird freigegeben und lädt sich über P und R 4 auf. Beim Überschreiten der Schaltschwelle wird C 3 wieder entladen, die Schaltung geht in den Ruhezustand. Wird jedoch der Taster vorher noch einmal gedrückt, dann lädt sich C 3 über D 3 und R 7 sofort auf. Wird die Taste lange gedrückt und erst losgelassen, wenn der Timer getriggert werden kann, dann gibt es beim Loslassen der Taste am Ausgang des NAND-Gatters 4 einen positiven Spannungssprung, der Th 2 zündet und ein Aufladen von C 3 verhindert. Erst bei nochmaligem Drücken wird C 3 über D 3 und R 7 aufgeladen. Die Diode D 2 verhindert ein Triggern des Timers, während die Taste gedrückt ist. Dann würde nämlich C 3 freigegeben und sich frühzeitig aufladen. Die Diode D 1 verhindert ein Überschreiten der Schaltschwelle bei gedrückter Taste, um beim Ausschalten zu verhindern, daß gleichzeitig ein neuer Zeitzyklus beginnt.

Auch als Dunkelkammer-Zeitschalter ist diese Schaltung gut geeignet. Da sie sich mit nur einem Taster betätigen läßt, sind Bedienungsfehler weitgehend ausgeschlossen.

Martin Winter



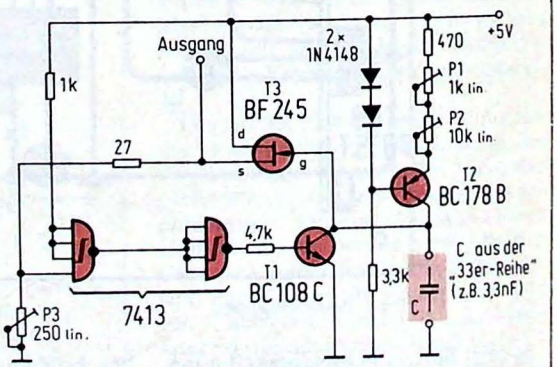
Schaltung der Treppenhaus-Beleuchtungssteuerung. Als Thyristoren eignen sich beliebige Kleinleistungs-Typen; das Relais muß eine 5...6-V-Ausführung sein

Schaltungskniff

Einfacher Sägezahngenerator

Im Verhältnis zum Bauteileaufwand lassen sich mit der hier beschriebenen Schaltung (*Bild*) recht gute Flankensteilheit und Linearität erzielen. Die Ausgangsspannung von ca. 1 V_{ss} reicht oft vollkommen aus. Der Transistor T 2 stellt mit den angeschlossenen Dioden und Widerständen eine Konstantstromquelle dar, die C linear auflädt. Mit dem Trimmer P 3 wird der Generator gestartet, danach wird P 1 so eingestellt, daß man mit P 2 eine Dekade überstreichen kann. Um die Linearität des Ausgangssignals zu erhalten, koppelt man hochohmig über T 3 aus. Überschreitet nun die linear ansteigende Spannung die obere Triggerschwelle der IS 7413, so wird T 1 leitend, und der Kondensator C wird entladen. Dies bewirkt eine Unterschreitung der unteren Triggerschwelle der IS, und der Aufladevorgang von C beginnt erneut. Die Schaltung arbeitet in einem Frequenzbereich von etwa 10 Hz bis 700 kHz zufriedenstellend.

Rainer Storn



Die Rücksetzzeit dieses Sägezahngenerators liegt bei etwa 100 ns

Lichtmessungen haben häufig einen Bezug zu dem subjektiven Eindruck, der uns durch das Auge vermittelt wird; die Definition der gängigen Einheit „Lux" trägt diesem Umstand Rechnung. Beachtet man das Verhalten des Auges nicht nur bei unterschiedlichen Farben, sondern auch bei unterschiedlichen Helligkeiten, so kann man ein adäquates Luxmeter entwerfen, das mit einem Minimum an Bauteilen Helligkeitsveränderungen über viele Zehnerpotenzen ohne Umschalten mißt.

Dipl.-Phys. N. Rohde

Digitales Luxmeter ohne Bereichsumschaltung

Erste Erfahrungen mit einem Luxmeter zeigen meist, daß sich die Resultate schlecht reproduzieren lassen. Dies liegt daran, daß Helligkeitsmessungen Energiemessungen sind und für ausreichende Empfindlichkeit einen Detektor mit einer recht großen Oberfläche benötigen. Da im allgemeinen das Licht nicht gleichmäßig aus allen Richtungen einfällt, geht die Orientierung der Detektorfläche in die Messung ein. Zusätzlich verändert sich die Helligkeit sehr stark mit dem Abstand zur Lichtquelle. Bei punktförmigen Lichtquellen nimmt sie proportional zum Quadrat des Abstandes ab. Aus Gründen der Energieerhaltung muß nämlich jede (gedachte) Kugelfläche, die die Lichtquelle umgibt, von derselben Energiemenge durchflossen werden. Da die Oberfläche proportional zum Quadrat des Radius zunimmt, führt dies zu dem genannten Gesetz.

Vom Detektor muß verlangt werden, daß er alles einfallende Licht registriert und keine Vorzugsrichtung besitzt. Zur Verbesserung können Streuscheiben dienen, die mit einer rauhen Oberfläche ausgestattet oder aus einem milchigen Material hergestellt sind und die ein diffuses Licht auf den Detektor werfen. Eine ausgeprägte Richtungsabhängigkeit, eventuell noch verstärkt durch eine Linsenoptik, kann aber auch erwünscht sein, etwa für fotografische Zwecke.

Ein weiteres Problem ergibt sich daraus, daß Licht fast immer aus einer recht variablen Mischung verschiedener Spektralfarben besteht, die der Detektor unterschiedlich registriert. So hat das menschliche Auge seine höchste Empfindlichkeit im Gelbgrünen, rotes und blaues Licht wird weniger hell empfunden. Es ist daher eher das Gegenteil eines neutralen, farbtonunabhängigen Energiemessers. Trotzdem hat es sich eingebürgert, die Farbempfindlichkeit der technischen Detektoren dem Gesichtssinn anzupassen, auch deshalb, weil ältere Meßmethoden auf Helligkeitsvergleichen mit dem Auge beruhen. Als Maß für die Helligkeit dient das Lux, das die Dimension Lichtenergie/Fläche hat, wobei jeder Spektralteil so bewertet wird, wie es der Empfindlichkeit des Auges entspricht. Dies ist vergleichbar mit der Leistungsmessung eines Tongemisches, das zuvor einen Bandpaß durchlaufen hat. Die Umrechnung der Luxwerte in Energiewerte ist nur möglich, wenn die genaue farbliche Zusammensetzung des Lichtes bekannt ist. Die mittlere Empfindlichkeit des Auges bei den einzelnen Farben wurde gemäß der V(λ)-Verteilung nach CIE international standardisiert. Alle physikalischen Phänomene, die sich zur Helligkeitsmessung eignen, haben vollständig anders verlaufende Empfindlichkeiten, die mit entsprechenden Farbfiltern ausgeglichen werden müssen. Bei genauen Luxmetern besteht der größte Aufwand in dieser Korrektur. Die exakte Messung bei unterschiedlichen Farben und Helligkeiten kann weitreichende Bedeutung haben, man denke an Verkehrsschilder und Lichtsignale. Es sei erwähnt, daß eine farbtonunabhängige Energiemessung durch die Erwärmung eines geschwärzten Körpers vorgenommen wird.

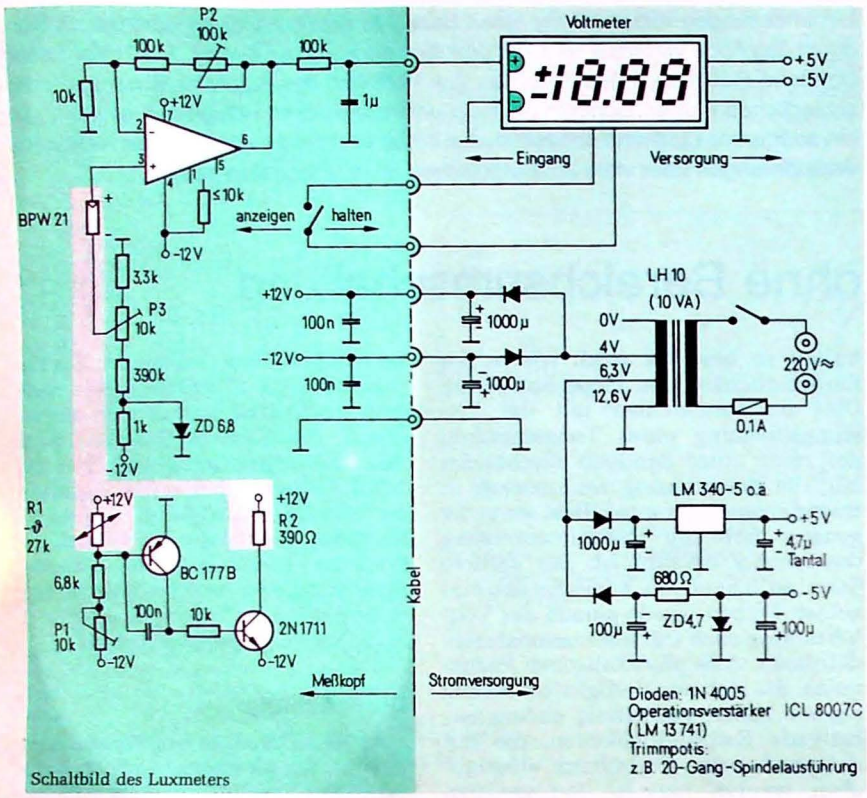
Der Empfindlichkeitsbereich des Auges umfaßt 7...8 Zehnerpotenzen. So mißt man in einer sternenklaren Nacht etwa 10^{-3} Lux, ein Mittag im Sommer ergibt 10^{5} Lux. Bemerkenswert ist dabei, daß vergleichbar mit dem Gehörsinn die subjektive Qualität der Empfindung proportional zum Logarithmus der Helligkeit zunimmt, nicht proportional zum absoluten Wert. Dies ist die Erklärung dafür, warum die beschriebenen geometrischen Zusammenhänge vom Auge kaum bemerkt werden, während sie bei linearer Skala unerwartete Schwankungen hervorrufen.

Bei einem einfachen Luxmeter muß die Genauigkeit der elektrischen Darstellung in vernünftigem Verhältnis zur Qualität der optischen Korrektur stehen. Berücksichtigt man, daß in den meisten Fällen ein Luxmeter das genauer messen soll, was zuvor mit dem Auge überprüft wurde, so ist es eine einfache und sinnvolle Lösung, nur den Exponenten der Luxwerte zu bestimmen. Man überstreicht damit ohne Umschalten den interessierenden Helligkeitsbereich. Eine Genauigkeit des Exponenten von 2 Dezimalstellen nach dem Komma ist vollkommen ausreichend. Die absolute Helligkeit wird dann mit einer Genauigkeit von ca. 2,5 % dargestellt, bei weitem besser als die vom Laien durchführbare optische Korrektur des Detektors. Für einfache Probleme („Helligkeit am Arbeitsplatz") ist die numerische Umrechnung nicht notwendig, man muß sich nur 3 Zwischenwerte notieren (*Tabelle 1*).

Die Schaltung

Als Detektor dient ein Fotoelement BPW 21, das für fotometrische Zwecke entwickelt wurde (*Bild*). Sein Arbeitsbereich liegt zwischen 10^{-2} und 10^{5} Lux. Eine wichtige Eigenschaft von Fotoelementen, die bei diesem Typ besonders genau eingehalten ist, besteht darin, daß die Leerlaufspannung proportional zum Logarithmus der Helligkeit zunimmt. Erhöht man die Helligkeit um das Zehnfache, so erhöht sich die Leerlaufspannung des benutzten Elementes um ca. 70 mV. Im Bereich von 10^{-2} Lux beträgt der Innenwiderstand mehr als 100 MΩ, so daß als Spannungsfolger ein einfacher Operationsverstärker mit FET-Eingang gerade noch ausreicht. Bei Kurzschluß des Fotoelementes besteht Proportionalität zwischen der Helligkeit und dem fließenden Strom. Daher kann durch geeignete Beschaltung auch eine lineare Anzeige erreicht werden, dann aber mit Umschaltung der Verstärkung. Der Richtwert ist etwa 7 nA/Lux. Die maximale Empfindlichkeit von Siliziumelementen, die im Infraroten liegt, wurde bei dem Typ BPW 21 mit einem eingebauten Farbfilter recht gut an die Charakteristik des Auges angepaßt, allerdings ist im Roten und im Blauen die Empfindlichkeit gegenüber dem Auge zu hoch.

Der Operationsverstärker ist so beschaltet, daß eine Helligkeitsvariation von 1:10 eine Änderung der Ausgangsspannung von 1 Volt erzeugt. Der in Klammern angegebene Ersatztyp ist nicht so hochohmig und kann bei geringen Helligkeiten zu Meßfehlern füh-



Schaltbild des Luxmeters

ren. Da das Fotoelement bei 1 Lux etwa 180 mV liefert, wird der zweite Anschluß auf negatives Potential gelegt und so die Ausgangsspannung zu Null kompensiert. Das angeschlossene RC-Glied mittelt über kurzzeitige Helligkeitsschwankungen.

Beachten muß man den starken Temperaturkoeffizienten der Leerlaufspannung, der mit −2 mV/°C die thermischen Schwankungen der übrigen Bauelemente bei weitem übersteigt. Berücksichtigt man verschiedene Raumtemperaturen und die Erwärmung bei Beleuchtung, so ist ein Temperaturbereich von 15 °C nicht zu hoch angesetzt. Es ergibt sich dann ein Fehlerfaktor von 2,7. Der notwendige Thermostat besteht aus einem Metallklötzchen, in das Bohrungen eingebracht wurden und in die das Fotoelement, der Heizwiderstand R 2 und der NTC-Widerstand R 1 eingeklebt sind. R 1 ist durch das Trimmpoti P 1 zu einem temperaturabhängigen Spannungsteiler ergänzt. Über die beiden Transistoren, den Heizwiderstand und den Metallkörper besteht eine thermische Rückkopplung, die bewirkt, daß sich an der Basis des ersten Transistors eine Spannung von etwa −0,6 V einstellt. Durch Veränderung von P 1 kann die zugehörige Temperatur vorgegeben werden.

Tabelle 1: Umrechnung

Exponent (Anzeige)	Lux
n,25	$10^{n} \times 1{,}8$
n,50	$10^{n} \times 3{,}2$
n,75	$10^{n} \times 5{,}6$
− n,25	$10^{-n-1} \times 5{,}6$
− n,50	$10^{-n-1} \times 3{,}2$
− n,75	$10^{-n-1} \times 1{,}8$

Tabelle 2: Bauteile

Digitalvoltmeter	
PM 35 A, komplett aufgebaut, A. Neye, Hamburg	
FU 7101, Bausatz, Spezial-Electronic, Bückeburg	
Spezialteile	
BPW 21	AEG-Telefunken
ICL 8007 C	Spezial-Electronic, Bückeburg –
LM 13741	National Semiconductor
20-Gang-Spindeltrimmer	Beckmann, TRW o. ähnl.
Trafo LH 10	Völkner, Braunschweig –
Graufilter 50 x 50 mm Optische Dichte 3.0 Material NG 9	Schott-Glaswerke, Mainz
Referenzinstrument	Luxmeter Gamma Scientific, Typ 620-6L. Wacker GmbH, Frankfurt

Als Anzeigeinstrument dient ein fertiges Digitalvoltmeter. Es werden verschiedene, recht preisgünstige $3^1/_2$stellige Voltmeter angeboten, Bausätze sind noch günstiger. Falls das Voltmeter die Möglichkeit bietet, die Wandlung der Eingangsspannung auf elektrischem Wege anzuhalten, so sollte man davon Gebrauch machen und einen Schalter vorsehen. Der Meßwert läßt sich dann in Ruhe ablesen.

Das Netzteil ist einfach und kommt ohne Stabilisierung aus. Die Stromversorgung des Voltmeters richtet sich nach den näheren Spezifikationen. Bei LED-Anzeige muß man mit einer Spannung von +5 V rechnen; negative Spannungen werden häufig kaum belastet, so daß eine Stabilisierung mit Zenerdiode ausreicht. In jedem Falle sollte man einen separaten Gleichrichter und Ladekondensator verwenden, damit die übrige Schaltung nicht beeinflußt wird.

Zum Abgleich wird zunächst der Thermostat eingestellt. Dazu bringt man ein kleines Thermometer, notfalls ein Fieberthermometer, mit reichlich Wärmeleitpaste in Kontakt zu dem Metallkörper. Die Solltemperatur beträgt etwa 35 °C, das Potentiometer überstreicht einen Bereich von ± 5 °C. Es ist etwas Geduld vonnöten, da die Zeit zum Aufheizen 5 Minuten beträgt. Zweckmäßigerweise stellt man zunächst auf tiefere Temperaturen ein. Eine Regelschwingung von ± 0,2 °C hat keine Bedeutung. Da Solltemperatur und Heizleistung ein Kompromiß sind, muß man das Fotoelement bei stärkerer Beleuchtung in den Meßpausen unbedingt abdecken.

Anschließend wird die Offsetspannung des Verstärkers kompensiert, welche die Größenordnung der Eingangsspannung haben kann. Dies geschieht durch Einlöten von Festwiderständen an den Anschlüssen 1 oder 5, wobei die Ausgangsspannung mit dem Voltmeter kontrolliert wird. Der positive Eingang des Verstärkers liegt dabei auf Masse.

Die optische Eichung erfordert einige Vorbereitung. Zu Beginn legt man mittels P 2 die logarithmische Skala fest (P 3 in Mittelstellung). Eine Helligkeitsänderung von 1:10 muß zu einer Änderung der Anzeige von 1,00 führen; zur Verbesserung sollte man aber von vornherein die Helligkeit um einen größeren Betrag variieren. Zwei Möglichkeiten stehen zur Wahl:

Man benutzt das Entfernungsgesetz. Als Lichtquelle dient eine 100-W-Glühbirne, frei montiert ohne Schirm oder Reflektor, noch besser ist eine quasi punktförmige Niedervolt-Halogenlampe. Wegen der Gefahr von Streu-

licht erfolgt die Messung am besten Nachts im Freien, in ausreichender Höhe über dem Boden. Man wechselt mehrmals den Abstand von Glühfaden und Fotoelement zwischen den Werten 40 und 400 cm und justiert P 2 so, daß sich die Anzeige dabei um 2,00 ändert.

Wesentlich einfacher ist die Verwendung eines Graufilters. Diese Filter rufen ohne Farbveränderungen eine genau definierte Abschwächung hervor. Empfehlenswert ist ein Exemplar mit einer Abschwächung von 10^3:1. Der Abgleich von P 2 kann jetzt im Strahlengang eines Diaprojektors erfolgen (Abstand 50...100 cm). Wegen der hohen Helligkeit im Strahl ist Streulicht nicht störend, beim Abschwächen darf aber keinesfalls Licht von der Seite auf das Element fallen. Auf den senkrechten Durchtritt durch das Filter ist zu achten.

Im letzten Schritt wird mit P 3 die absolute Eichung vorgenommen. Dazu dient eine neue, frei montierte Glühbirne vom Typ Osram 100 W, 220/235 V, imatt. In Verlängerung der Achse des Sockels wurde in einem Abstand von 36,5 cm, bezogen auf die Glasfläche, 1000 Lux gemessen. Die Birne ist mit 220 Volt zu speisen, Abweichungen von ± 5 % führen zu einer Helligkeitsveränderung von ± 20 %. Möglichst kurze Belichtungsintervalle sind bei der Eichung einzuhalten.

Aufbau

Netzteil und Anzeige lassen sich in ein Tischgehäuse einbauen (*Tabelle 2*). Für das Fotoelement und die übrigen Schaltungsteile verwendet man ein kleines, schwarzes Plastikgehäuse. Als Streuscheibe kann ein Stück milchiges Plexiglas mit aufgerauhten Oberflächen dienen (z. B. Röhm Nr. 60, 3 mm stark), sie ist aber nicht unbedingt notwendig. Bei anderen Materialien darf im durchscheinenden Licht keine Verfärbung zu sehen sein, auch sollte die Abschwächung weniger als $10^{0,5}$ betragen. Für den Thermostaten verwendet man einen kleinen, blanken Aluminiumabschnitt, etwa 40 mm x 25 mm x 10 mm. Die drei Teile werden mittels 2-Komponentenkleber möglichst blasenfrei eingeklebt, das Fotoelement kann auch mit der Rückseite aufgeklebt werden. Das Metall soll vor allem den Widerstand R 2 ganz umhüllen, es eignet sich hierfür ein kleiner, glasierter Drahtwiderstand. Zur Vermeidung von thermischen Regelschwingungen ist ein geringer Abstand von R 1 und R 2 notwendig. Die Oberflächen von Gehäuse und Fotoelement sollten bündig abschließen.

Besondere Beachtungen verdient die Farbkorrektur des Fotoelementes. Es wurden daher Vergleichsmessungen mit einem kommerziellen Luxmeter höherer Qualität gemacht (*Tabelle 3*). Die auftretenden Abweichungen vom korrekten Wert sind ein Maß für die Güte des BPW 21. Außerdem liefern sie eine Korrekturgröße für ähnliche Beleuchtungssituationen. Da man sich im logarithmischen Maßstab bewegt, ist diese Größe (K) für jede Lichtart eine additive Konstante (K = 3,00 Tabellenwert). Beim Vergleich wurde durch Verändern des Abstandes zu Lichtquelle 1000 Lux eingestellt und dann das Referenzinstrument durch ein wahllos herausgegriffenes Fotoelement BPW 21 ersetzt (35 °C).

Bei rotem und blauen Licht ergeben sich stärkere Abweichungen gemäß der Kennlinie des Fotoelementes. Die Abweichungen bei grünem und gelben Licht liegen im Rahmen der Meßgenauigkeit. Die letzten vier Lichtarten enthalten wesentlich weniger Wärmestrahlung als Glühlampenlicht. Das Fotoelement liefert hier eine geringere Spannung, da bei der Eichung ein Teil der Anzeige auf die unzulänglich abgeschwächte Wärmestrahlung zurückzuführen ist. Wer etwa bei Tageslicht genauere Luxwerte erhalten will, gleicht deshalb mit P 3 bei Glühlampenlicht nicht auf 3,00, sondern auf 3,13 ab. Der lineare Fehler ist in diesem Beispiel immerhin 1:1,35.

Tabelle 3: Vergleichsmessung

Lichtquelle (1000 Lux)		Farbe	Anzeige
Glühlampe	Phase		
Osram	180°	weiß	3,00
100 W, mit	100°	•	3,03
Dimmer	90°	•	3,06
	80°	•	3,10
	70°	•	3,12
	60°	dunkel-orange	3,25
Osram Concentra 100 W, 40°		weiß	3,00
		rot	3,57
		gelb	3,03
		grün	3,04
		blau	3,09
Tageslicht		weiß	2,87
Leuchtstoffröhre Universal-Weiß		weiß	2,72
Halogenlampe mit Wärmefilter (Diaprojektor)		weiß	2,78
Xenon-Bogenlampe		bläulich-weiß	2,90

Literatur

[1] Optoelektronische Bauelemente, AEG Telefunken
[2] Das Opto-Kochbuch, Texas Instruments

Nachtrag

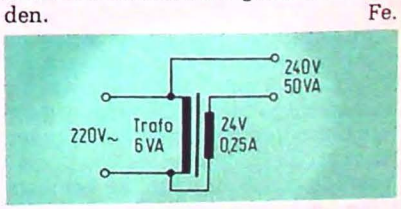
Elektronische Miniatur-Schaltuhr

FUNKSCHAU 1978, Heft 21, S. 1049

Von mehreren Lesern wurde gefragt, wie man die Schaltuhr so umbauen könne, daß sich nicht unbedingt 12-Stunden-Intervalle ergeben. Leider ist dies nicht ohne weiteres möglich, da der Teiler IS 3 (4027) ein Tastverhältnis von genau 0,5 am Ausgang liefert und damit die Einschaltzeit stets gleich der Ausschaltzeit ist. Lediglich eine Einschaltdauer von 6 Stunden läßt sich pro 24 Stunden erreichen, wie dies im Beitrag auch erwähnt ist. Autor ist übrigens N. Rohde, dessen Name durch einen unglücklichen Zufall „unter den Tisch" fiel.

Trafo-Trick

Der Verfasser sah sich eines unschönen Tages der Situation ausgeliefert, ein Video-Terminal zu besitzen, dessen Netztrafo für 240 V ausgelegt ist und dessen 5-V-Regler bei 220 V Netzspannung deswegen nicht mehr so recht funktionierte. Da ein Austausch des Trafos wegen seiner vielen Sekundärwicklungen nicht in Betracht kam, wurde eine andere Lösung gewählt (*Bild*). Besonderer Vorteil: Der zusätzliche Trafo braucht nur die zusätzliche Leistung zu erbringen. Seine Niedervolt- bzw. Sekundärwicklung wird dabei nach der Stromstärke dimensioniert, die am 240-V-Ausgang erforderlich ist. So ist für eine Belastbarkeit von 50 VA nur ein Trafo mit etwa 6 VA Belastbarkeit erforderlich, der wesentlich kleiner und auch preiswerter als der eigentliche (dieser Schaltung folgende) Netztrafo ist. Je nach Polarität der Sekundärwicklung können übrigens sowohl etwa 200 V als auch 240 V aus den 220 V des Lichtnetzes gewonnen werden. Fe.



240 V/50 VA aus dem 220-V-Netz zu gewinnen, erfordert keineswegs einen 50-VA-Trafo, wie diese Schaltung zeigt

In Heft 20/1978 beschrieben wir bereits ein Ladegerät für kleine NiCd-Akkus, das sich aber leider nicht ohne weiteres für die hohen Ladeströme von größeren Bleiakkus einsetzen ließ. Diesem Mangel hilft nachfolgende Schaltung ab; sie kann Ladeströme bis zu 10 A liefern und schaltet beim Erreichen der Ladeendspannung automatisch über ein Relais ab.

Hans-Joachim Wittke

Automatisches Ladegerät für Autoakkus

Die Schaltung

Dieser Schaltungsvorschlag ist eine Erweiterung des Beitrages „Batterieladegerät mit automatischer Abschaltung" in Heft 23/1975 in abgeändeter Form. Das Ladegerät schaltet bei einer Ladeschlußspannung von 14,1 V ab, damit die Batterie nicht überladen wird („kocht").

Die Praxis hat gezeigt, daß es gerade bei älteren Batterien, die im Fahrzeug geladen werden, von Vorteil ist, wenn die Batteriespannung dauernd überwacht wird, da sie bei niedrigen Temperaturen schnell wieder absinkt. Deshalb schaltet sich dieses Ladegerät bei einer U_{Batt} von 12,5 V wieder ein, so daß ein erneuter Ladevorgang beginnt. Durch das wiederholte Laden hat die Batterie eine Temperatur erreicht, die fast die normale Kapazität freisetzt.

Es können natürlich auch vorhandene Batterieladegeräte mit dieser Automatik ausgerüstet werden. Für diesen Fall ist die Schaltung in verschiedene Stufen aufgeteilt. Stufe 1 schaltet das Relais A (Reedrelais, 1x Ein) bei ca. 7,5 V ein und überbrückt den Haltekontakt b von Relais B, das ein Kammrelais mit zwei Einschaltkontakten ist.

Die Emitterspannung von T 1 ist dann durchgeschaltet, wenn seine Basis negativer als der Emitter ist. Dadurch ist auch T 2 leitend, so daß Relais A anzieht. Das geschieht je nach Ansprechempfindlichkeit der verwendeten Relais bei etwa 7,5 V. Damit ist Stufe 2 vorbereitet.

Stufe 2 arbeitet nach dem gleichen Prinzip wie Stufe 1, nur schalten T 3 und T 4 erst bei etwa 8 V Batteriespannung. Relais B hält sich über b 1 selbst und schaltet über b 2 den Trafo an das Netz. Der Ladevorgang beginnt, und die Batteriespannung steigt langsam an. Bei 12,5 V schaltet Stufe 1 ab, aber die Ladung erfolgt weiter, da Relais B noch eingeschaltet ist. Erst wenn die „kritische" Ladespannung von 14,1 V erreicht wird, schaltet Stufe 2 ab, und der Ladevorgang ist beendet.

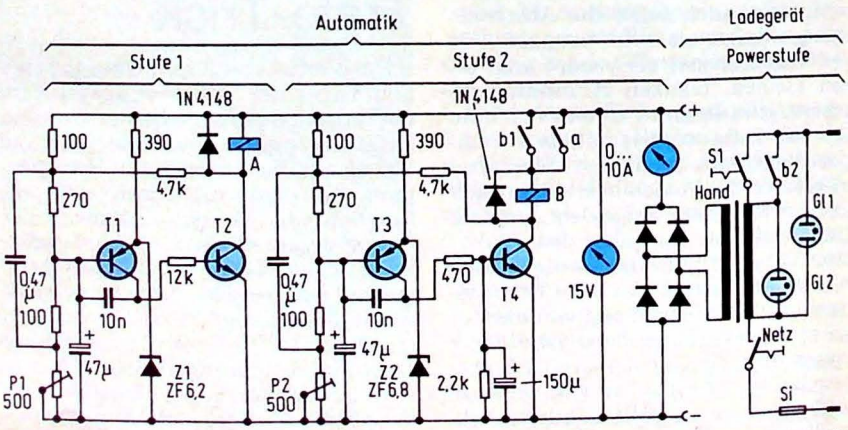
Sinkt jetzt die Batteriespannung unter 12,5 V ab, so schaltet Stufe 1 wieder ein, und der Ladevorgang beginnt von neuem, bis T 3 und T 4 wieder durchgeschaltet sind.

Die Zykluszeit des Ein- und Ausschaltens ist abhängig von der Güte der Batterie und der Außentemperatur. Auf keinen Fall kann die Batteriespannung unter 12,5 V abfallen, so daß der Wagen immer startet. Sollte die Batteriespannung einmal unter 8 V abgefallen sein, kann man das Ladegerät mit S 1 in Stellung „Hand" einschalten. Dann ist die Automatik außer Kraft, und die Batterie wird „normal" geladen. Ist U_{Batt} über 8 V angestiegen, so schaltet man wieder auf „Automatik" um und läßt die Elektronik arbeiten.

Abgleich des Ladegeräts

Beim Abgleich sollte man wie folgt vorgehen: Netzstecker des Ladegerätes ziehen und 12,5 V auf die Ausgangsbuchsen geben. P 1 so einstellen, daß Relais A gerade abfällt. Nun die Spannung auf 14,1 V erhöhen und mit P 2 Relais B zum Abfallen bringen. Variiert man die Spannung zwischen 12,5 V und 14,1 V, so muß Relais B immer ein- und ausschalten.

Sollte keine einstellbare Spannungsquelle zur Verfügung stehen, so ist folgendermaßen vorzugehen: Batterie an Ausgangsbuchsen anschließen und Netz einschalten. Leuchtet Gl 2 nicht auf, so ist der Hand-Automatik-Schalter auf „Hand" zu stellen. Wenn die Batteriespannung auf über 8 V angestiegen ist, auf „Automatik" umschalten und warten, bis die Spannung 14,1 V erreicht hat; mit P 2 Relais B zum Abfallen bringen. Batterie mit einem Verbraucher (Scheinwerferlicht einschalten) auf 12,5 V entladen und mit P 1 Re-



Schaltung des automatischen Ladegeräts. Als Transistoren eignen sich die Typen BCY 79 oder BC 177 für T 1 und T 3, und BC 107 oder BCY 59 für T 2. Als T 4 kann ein 2 N 3054 oder ein BD 187 verwendet werden, abhängig von der Stromaufnahme des Relais B, sonst BCY 59 oder BC 107

Berichtigungen

Ladezustands-Anzeigegerät für Kfz-Batterien

FUNKSCHAU 19/1978, S. 946

Im Bestückungsplan wurden einige Widerstände vertauscht, nämlich R 10 mit R 11 und R 1 mit R 2. Ferner ist die Polarität des Elkos C 1 umzudrehen. Wem die Sockelbelegung der Transistoren unklar ist – hier die Anschlüsse von oben nach unten: B, C, E.

Elektronisches Bandzählwerk für Kassettenrecorder

FUNKSCHAU 21/1978, S. 1054

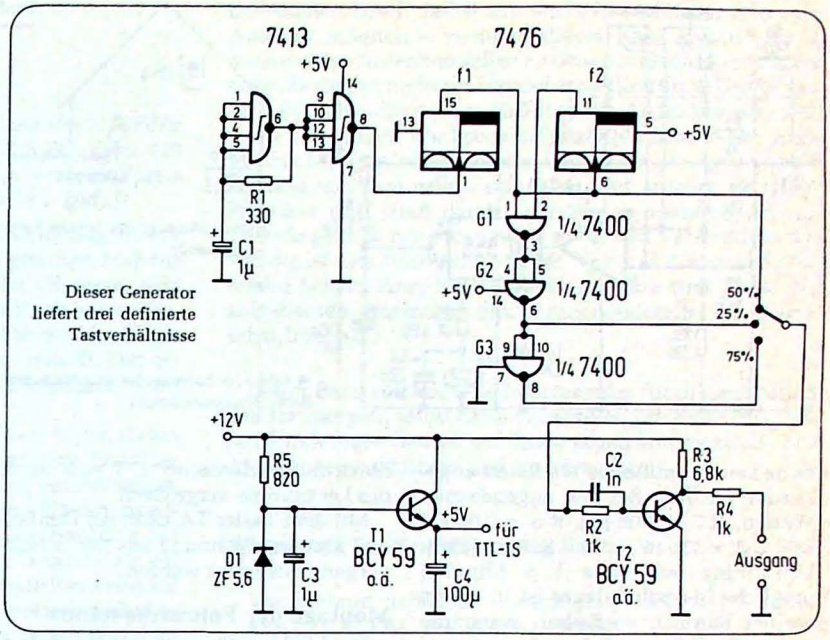
Im Schaltbild wurden ein wichtiger Punkt vergessen: Bei IS 1 müssen die Pins 2 und 9 mit dem Emitter von T 4 verbunden werden. Außerdem wurden die Einer- und Hunderter-Anzeige vertauscht. Übrigens können T 3, T 4, R 3 und R 4 entfallen, wenn die Leitungslänge zwischen diesem Schaltungsteil und der CMOS-Logik unter etwa einem halben Meter bleibt.

lais A einschalten; Licht ausschalten und kontrollieren, ob das Ladegerät bei U_{max} abschaltet.

Noch ein Hinweis: Wird das Ladegerät während des Ladevorganges von der Batterie getrennt, so wird es zum „Klick-Klack", da es schaltungsbedingt immer ein- und ausschaltet. ■

Generator mit festem Tastverhältnis

Manchmal ist es wünschenswert, ein „festverdrahtetes" Tastverhältnis zur Verfügung zu haben, weil es an passenden Meßgeräten fehlt. Im vorliegenden Falle ist die Schaltung zur Prüfung bzw. Eichung eines Schließwinkelmessers gedacht. Es stehen die Tastverhältnisse 25 %, 50 % und 75 % zur Verfügung.



Dieser Generator liefert drei definierte Tastverhältnisse

Die Schaltung *(Bild)* arbeitet mit einer Versorgungsspannung von 12 V. Der Oszillator mit einem 7413, R 1 = 330 Ω und C 1 = 1 µF schwingt auf etwa 3 kHz und erzeugt eine Rechteckschwingung, die TTL-gerecht aus der zweiten Hälfte des 7413 geliefert wird. (Sollte die Frequenz zu hoch sein, so kann man C 1 auf 25 µF erhöhen; der Oszillator schwingt nun mit ca. 120 Hz.)

Der Ausgang des Oszillators führt auf den Eingang des Flipflop 7476. Dieses kippt bei jedem zweiten Impuls und hat an seinem Ausgang ein Rechteck mit dem Tastverhältnis 1 : 1 und der Frequenz f_1 zur Folge. Diese Frequenz wird in der zweiten Hälfte des 7476 halbiert und bildet f_2. f_1 und f_2 werden auf ein UND-Gatter geführt (G1 und G2). Am Ausgang entstehen positive Impulse, deren Länge 25 % der Periodendauer beträgt; werden diese invertiert (mit G3), so erhält man Impulse von 75 % der Periodendauer. Da diese Schaltung zur Eichung bzw. Prüfung eines Schließwinkelmessers gedacht ist, werden die Ausgänge auf eine Verstärkerstufe geführt. Die IS werden über die Schaltung mit R 5, D 1, T 1, C 3 und C 4 mit 5 V versorgt.

Dieter Köritz

Uwe Steenbuck

Ein dunkler Garagenhof oder Kfz-Einstellplatz ist für den Autofahrer eine Plage. Aus diesem Grunde stellen wir hier eine Schaltung vor, die es einerseits ermöglicht, von der Wohnung aus durch Tastendruck die Hofbeleuchtung für eine einstellbare Zeit einzuschalten, die andererseits jedoch auch bei der Rückkehr mit dem Pkw über einen lichtempfindlichen Widerstand, vom Scheinwerfer gesteuert, die Hofbeleuchtung oder Garagenbeleuchtung einschaltet; die Ausschaltung erfolgt automatisch nach Ablauf einer vorprogrammierten Zeit.

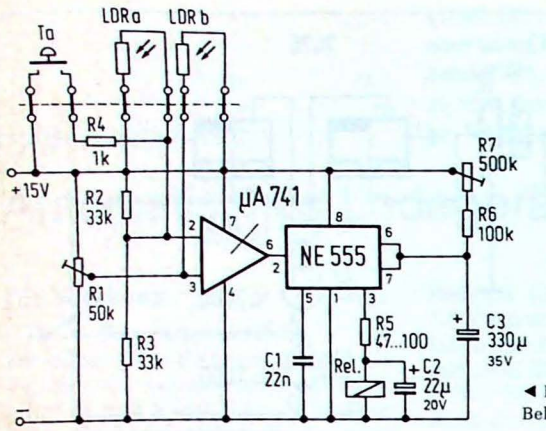
Automatische Hofbeleuchtungsanlage

Die Schaltung

Die von den Fotowiderständen LDR a und LDR b abgegebenen Signale (*Bild 1*) werden von der IS 741 digitalisiert und der folgenden IS 555, die als Timer geschaltet ist, zugeführt; das Ausgangssignal des 555 steuert ein Relais an. Dieses Relais dient entweder zur unmittelbaren Ansteuerung der Hofbeleuchtung oder zur Ansteuerung eines Schaltschützes. Bei entsprechender Einstellung des Potentiometers R 1 entspricht das Ausgangssignal der IS 741 jeweils fast der Versorgungsspannung, wenn beide Fotowiderstände LDR a und LDR b jeweils gleichzeitig gleichmäßig beleuchtet oder unbeleuchtet sind. Erst wenn LDR b unbeleuchtet ist, also einen geringen Widerstandswert hat, und LDR a beleuchtet ist, sinkt die Ausgangsspannung am Pin 6 des 741 auf etwa ein Fünftel der Versorgungsspannung ab. Umgekehrte Belichtungsverhältnisse haben auf die Ausgangsspannung des 741 jedoch keinen Einfluß.

Wenn also LDR b so montiert ist, daß er lediglich von der Tageshelligkeit oder Dämmerung beeinflußt wird, so wird eine Beleuchtung des LDR a lediglich bei Dunkelheit einen Spannungsabfall am Ausgang des 741 auslösen. Der LDR a muß also so montiert werden, daß er bei Dunkelheit vom Scheinwerfer eines auf den Garagenhof fahrenden Pkw beleuchtet wird.

Mit dem Spannungsabfall am Pin 6 des 741 auf etwa ein Fünftel der Versorgungsspannung wird der Eingang der Timer-IS getriggert. Eine unmittelbare Ansteuerung ist möglich, da bereits bei einem Abfall unter ein Drittel der Versorgungsspannung die Triggerung erfolgt. Am Ausgang des 555 erscheint für die dem RC-Glied R 7, R 6 und C 3 entsprechende Zeitdauer eine positive Spannung. Mit dieser positiven Span-



◄ Bild 1. Schaltung der automatischen Beleuchtungssteuerung

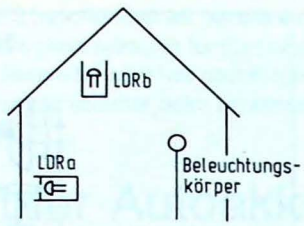


Bild 2. Montage der beiden Fotowiderstände

nung kann unmittelbar ein Relais angesteuert werden. Bei den angegebenen Werten, R 7 = 500 kΩ, R 6 = 100 kΩ und C 3 = 330 µF, ist mit R 7 eine Zeiteinstellung von etwa 1...5 Minuten möglich. Die Schaltdauer ist in einem weiten Rahmen variierbar, wenn die Werte für R 7 und C 3 verändert werden. Allerdings muß berücksichtigt werden, daß bei der Vergrößerung des Elektrolytkondensators C 3 sich auch die Leckströme vergrößern.

Mit dem Taster TA kann bei Dunkelheit von der Wohnung aus der Schaltvorgang ausgelöst werden.

Montage der Fotowiderstände

Der LDR b sollte so montiert werden, daß er *ausschließlich* von der Grundhelligkeit Tag/Nacht beeinflußt wird. Fremdlicht (Straßenbeleuchtung usw.) darf ihn nicht beeinflussen.

Der LDR a ist so zu montieren, daß er ebenfalls nicht von Fremdlicht beeinflußt werden kann. Vor allem darf er nicht von der Hofbeleuchtung selbst nach Einschalten beleuchtet werden, da dann der 555 ständig getriggert wäre und eine automatische Abschaltung nicht erfolgt! Er sollte daher in einem Rohrstück etwas zurückgesetzt montiert werden, damit bei abnehmendem Tageslicht sein Widerstand sich etwas früher verringert als der des LDR b. Hier kann auch der Einbau einer kleinen Lochblende hilfreich sein (*Bild 2*).

Die obige Schaltung kann selbstverständlich auch für andere Zwecke eingesetzt werden. Denkbar wäre der Einsatz als Treppenautomat, um zu verhindern, daß die Treppenhausbeleuchtung bei ausreichendem Tageslicht eingeschaltet wird. Hier könnte LDR a entfallen; LDR b müßte so im Treppenhaus montiert werden, daß er dort die Grundhelligkeit aufnimmt. Die Schaltung würde dann durch den Taster TA ausgelöst werden.

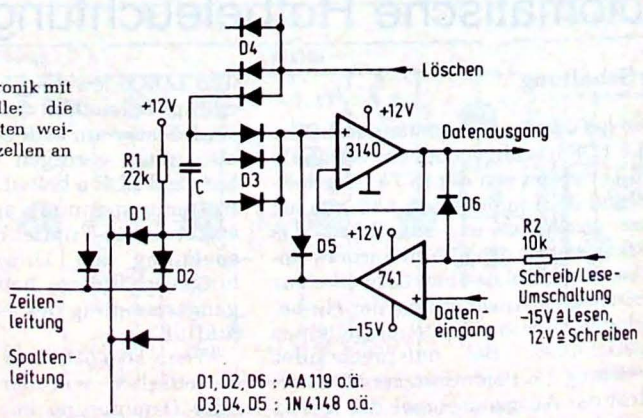
Schaltungskniff

Adressierbarer Analogwertspeicher

Der hier beschriebene Speicher eignet sich z. B. zur Verzögerung von Nf-Signalen und zur Sprachverschlüsselung. Das Adressieren und Löschen des Speichers kann von CMOS-Bausteinen, die zwischen 0 V und −15 V betrieben werden, übernommen werden. Wird der Löscheingang auf 0 V gelegt, so werden nicht adressierte Zellen gelöscht und die Kondensatoren aufgeladen. Um eine Zelle zu adressieren, muß je eine Zeilen- und Spaltenleitung auf 0 V gelegt werden. Das *Bild* zeigt eine Speicherzelle mit der Schreib/Lese-Elektronik. Im Lesebetrieb (Umschalteingang auf −15 V) sperren D 5 und D 6, so daß die Information unverändert am Ausgang des Spannungsfolgers 3140 steht. Liegt der Umschalteingang auf +12 V, dann entlädt die IS 741 den Kondensator auf die Spannung, die am Dateneingang steht.

Die Zeit, für die die Information gespeichert werden kann, ist außer vom Wert des Kondensators auch von den Sperrströmen der Dioden D 3, D 4 und D 5 abhängig. Sie sollten daher Silizium-Dioden sein, die nach geringsten Sperrströmen ausgesucht wurden. Wird ein 1-µF-Kondensator eingesetzt, so ändert dieser seine Spannung etwa um 0,2 V/min. Mit ausgesuchten Dioden und größeren Kapazitätswerten lassen sich noch bessere Ergebnisse erzielen.

Henrik Schmid



Schreib/Lese-Elektronik mit einer Speicherzelle; die freien Dioden deuten weitere Speicherzellen an

Mit den Klangreglern handelsüblicher Geräte sind die Korrekturmöglichkeiten bei nicht zufriedenstellendem Wiedergabefrequenzgang sehr begrenzt: Im allgemeinen lassen sich nur die Höhen und Tiefen sehr breitbandig beeinflussen. Erheblich wirkungsvollere Eingriffe in den Frequenzgang erlaubt die nachfolgend beschriebene, sehr einfach aufzubauende Schaltung. Durch Kaskadierung von zehn solchen Grundschaltungen mit versetzten Mittenfrequenzen überstreicht man den gesamten Tonbereich und kann in etwa oktavenbreiten Abschnitten die Frequenzen nach Bedarf anheben oder absenken.

Gerhard Jahn

Equalizer-Baustein

Es wurde ein Schaltungskonzept angestrebt, das mit möglichst wenigen und leicht beschaffbaren Bauteilen auskommt. Trotz ihrer Einfachheit eignet sich die Schaltung für den Einsatz in Hi-Fi-Anlagen bis über die Mittelklasse hinaus und übertrifft die Forderungen der DIN 45500. Lediglich für Spitzenanlagen wird man vielleicht zu einer noch komfortableren und entsprechend aufwendigeren Lösung greifen.

Bild 1 zeigt die Grundschaltung einer Klangreglereinheit, welche sich in dieser Form bereits zu einem Mehrbereichs-Equalizer kaskadieren läßt. Mit Hilfe eines linearen Potentiometers kann der Frequenzgang zwischen maximaler Anhebung und maximaler Absenkung kontinuierlich in dem durch C_1 und C_2 vorgegebenen Frequenzbereich eingestellt werden. Die mit der Schaltung erhältlichen theoretischen Frequenzgänge sind unter der Voraussetzung eines „idealen" Verstärkers in *Bild 2* dargestellt. Hierbei ist der Berechnung ein Verhältnis P/R = 10 und $C_1/C_2 = 15$ zugrunde gelegt. Parameter ist der relative Drehwinkel α des Potentiometers. Bei Mittenstellung ($\alpha = 0{,}5$) ergibt sich ein linearer Frequenzgang.

In der Praxis auftretende leichte Abweichungen von den gezeigten Kurven sind auf unvermeidliche Bauelementetoleranzen zurückzuführen. Eine Beeinflussung durch ein „reales" Verhalten von Operationsverstärkern ist in dieser Schaltung vernachlässigbar gering.

Wenn u_a die Ausgangsspannung und u_e die Eingangsspannung nach Bild 1 sind, erhält man die in Bild 2 gezeigten Frequenzgänge nach der Formel:

$$\frac{u_a}{u_e} = \sqrt{\frac{(2/P+1/R-4\pi^2f^2C_1C_2R)^2 + 4\pi^2f^2\,(C_1R/P+\alpha C_1+2C_2)^2}{(2/P+1/R-4\pi^2f^2C_1C_2R)^2 + 4\pi^2f^2\,(C_1R/P+C_1-\alpha C_1+2C_2)^2}}$$

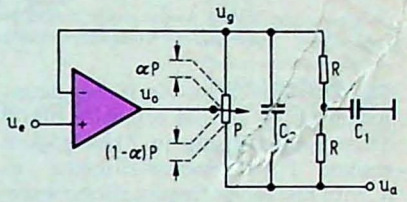


Bild 1. Grundschaltung einer Equalizer-Einheit

R und P sind darin in Ω, C_1 und C_2 in F und f in Hz einzusetzen. Die Herleitung dieser und weiterer Formeln ist etwas umständlich, deshalb soll hier darauf verzichtet werden.

ist intern phasenkompensiert, wodurch sich die Stabilität der damit aufgebauten Schaltungen wesentlich erhöht.

Als optimale Widerstandsdimensionierung wird empfohlen: R = 10 kΩ, P = 100 kΩ linear. Bei P/R-Verhältnissen von mehr als 10 werden die Kurven in Bild 2 etwas steiler, aber es kann leichter zu Übersteuerungen des Operationsverstärkers kommen. Mit P/R kleiner als 10 verflachen sich die Kurven. Bei Operationsverstärkern mit FET-Eingang ist eine Vergrößerung der Widerstandswerte unter Beibehaltung des P/R-Verhältnisses leicht möglich.

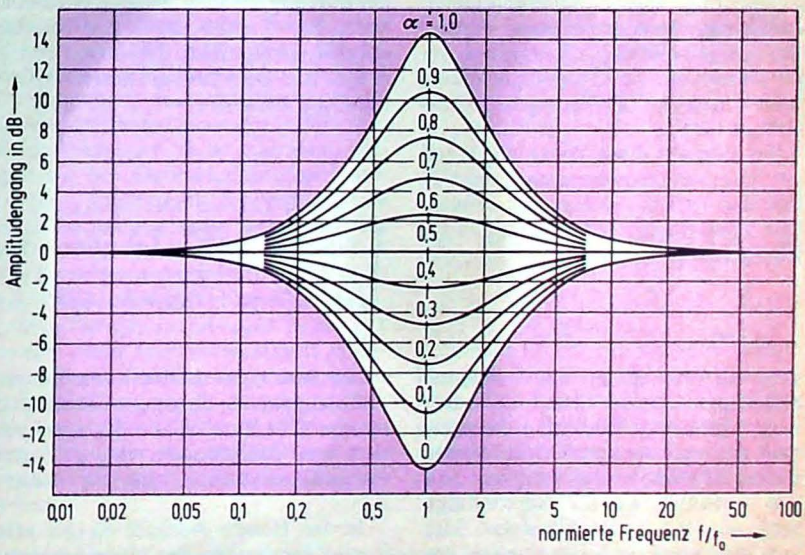


Bild 2. Frequenzabhängigkeit der Ausgangsamplitude eines aktiven Filters nach Bild 1

Als Verstärker wird der allgemein erhältliche, preiswerte Operationsverstärker vom Typ 741 vorgeschlagen, was jedoch den Einsatz ähnlicher Typen, eventuell auch mit FET-Eingängen nicht ausschließt, z. B. TL081. Der 741

Auch das C_1/C_2-Verhältnis beeinflußt stark die Charakteristik. Ist es sehr groß, wird die Schaltung breitbandiger, ist es klein, kommt es ebenfalls zu einer Abflachung der Kurven.

Als Ausgangspunkt zur Dimensionierung der Kondensatoren geht man von der Formel für die Mittenfrequenz aus:

$$f_o = \frac{1}{2\pi}\sqrt{\frac{2R+P}{C_1C_2PR^2}}$$

Unter Vorgabe eines bestimmten Verhältnisses C_1/C_2 (in unserem Beispiel 15) erhält man daraus:

$$C_1 = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{C_1}{C_2}\cdot\frac{2R+P}{R^2P}} = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{15(2R+P)}{R^2P}}$$

$$C_2 = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{C_2}{C_1}\cdot\frac{2R+P}{R^2P}} = \frac{1}{2\pi f_o}\sqrt{\frac{2R+P}{15\,R^2P}}$$

Da die jeweilige Mittenfrequenz f_o und C_1/C_2 vorgegeben werden, erhält man im allgemeinen nach diesen Formeln Kondensatorwerte, die nicht handelsüblich sind. Außerdem werden die meisten Kondensatoren der E-6-Reihe mit Toleranzen ±20 % geliefert. Aus diesem Grunde sind bei unserer Schaltung fast durchgehend Zweierkombinationen von Kondensatoren vorgesehen, mit denen sich die angestrebten Mittenfrequenzen bereits recht gut erreichen lassen. Die *Tabelle* zeigt eine Zusammenstellung dieser Kombinationen. Zusätzliche toleranzbedingte Abweichungen müssen durch Ausmessen der Kondensatoren und entsprechende Korrekturen der Tabellenwerte berücksichtigt werden.

Hat man auf diese Weise die Werte der passiven Bauelemente ermittelt, läßt sich daraus die maximal erreichbare Verstärkung der Mittenfrequenz f_o wie folgt ermitteln:

$$\left.\frac{u_a}{u_e}\right|_{max} = \frac{C_1R+C_1P+2C_2P}{C_1R+2C_2P}$$

Als nächstes sollen die Aussteuerbarkeitsgrenzen der Schaltung untersucht werden. Grundsätzlich kann ein stark gegengekoppelter Operationsverstärker bis kurz vor das obere bzw. untere Anstoßen an die Versorgungsspannung mit vernachlässigbar kleinem Klirrfaktor betrieben werden. Das heißt, nach den Datenblättern kann bei einer Versorgungsspannung von insgesamt 30 V ein Signalspannungshub von mindestens U_{ss} = 24 V am IS-Ausgang unverzerrt abgegeben werden, allerdings mit Einschränkungen bei sehr hohen Frequenzen.

In unserer Schaltung ergibt sich am IS-Ausgang in Abhängigkeit von der Potentiometerstellung ein Frequenzgang, der sich – ausgenommen die Grenzstellungen – sowohl vom Frequenzgang am Eingang (u_e) als auch von dem am Ausgang (u_a) unterscheidet. Wir bezeichnen die IS-Ausgangsspannung mit u_o und zeigen in *Bild 3* deren Frequenzgang in Abhängigkeit einiger Potentiometerstellungen α. u_e wird hierbei als frequenzlinear angenommen. Auffallend ist hierbei die starke Anhebung der Frequenzen oberhalb f_o. Selbst bei α = 0,5, wo das Gesamtübertragungsverhalten für u_a linear ist, wird u_o in den Höhen um den Faktor 6 angehoben. Zu beachten ist auch, daß im Bereich um α = 0,7 bis 0,8 in der Nähe von f_o eine Spannungsüberhöhung bis zum 7fachen auftreten kann. Bei α <0,5 liegen die Kurven durchwegs unterhalb derjenigen von α = 0,5. Zur Berechnung dieser Kurven dient die Formel:

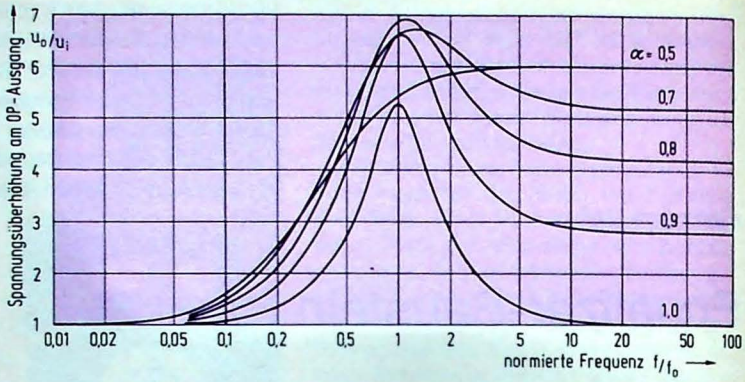


Bild 3. Ausgangsspannungs-Überhöhung am Operationsverstärker in Abhängigkeit von der (auf die Resonanz) normierten Frequenz

$$\frac{u_o}{u_e} = \left| \sqrt{\frac{\left\{\frac{2}{P}+\frac{1}{R}-4\pi^2f^2\left|C_1C_2R+2(\alpha-\alpha^2)C_1C_2P\right|\right\}^2+4\pi^2f^2\left(\frac{C_1R}{P}+C_1+\frac{(\alpha-\alpha^2)C_1P}{R}+2C_2\right)^2}{\left(\frac{2}{P}+\frac{1}{R}-4\pi^2f^2\,C_1C_2R\right)^2+4\pi^2f^2\left(\frac{C_1R}{P}+C_1-\alpha C_1+2C_2\right)^2}} \right|$$

Aus dem dargestellten Verhalten ergibt sich, daß die Eingangsspannung u_e maximal 24 $V_{ss}/7 \approx 3{,}4\ V_{ss}$ betragen darf, um Verzerrungen von u_o durch Amplitudenbeschneidung zu vermeiden.

In den Höhen oberhalb einiger kHz kommt bei den meisten intern kompensierten Operationsverstärkern noch die Begrenzung durch die maximale Spannungsanstiegsgeschwindigkeit hinzu (in den Datenblättern oft als slew rate bezeichnet). Hier wird die maximal übertragbare Amplitude nicht durch Abschneiden der Spitzen, sondern durch die Trägheit der Spannungsänderung am IS-Ausgang hervorgerufen, wo im Extremfall ein Sinus zum Dreieck verzerrt werden kann. Allgemein läßt sich sagen, daß der 741 eine Frequenz von 15 kHz noch mit einer Ausgangsamplitude von etwa 5 V_{ss} und 5 kHz mit etwa 15 V_{ss} brauchbar verarbeiten kann. Verwendet man schnellere Operationsverstärker, dann lassen sich diese Grenzen erweitern. Auf Grund der statistischen Frequenzverteilung üblicher Tonquellen besteht jedoch in der Praxis kein Anlaß zur Ergreifung besonderer Maßnahmen, wenn man durch Pegelanpassung dafür sorgt, daß die Eingangssignalspannung an keiner Stufe ca. 1 V_{ss} übersteigt. In den Tiefen wären sogar noch 3,4 V_{ss} zulässig.

Der Signal-Rausch-Abstand ist ausreichend hoch; bei einem Eingangsquellwiderstand = 10 kΩ erhält man mit α = 0,5 am Ausgang einer Grundschaltung etwa u_r = 50 μV_{ss}. Eine Kaskade zehn solcher Schaltungen erzeugt $u_r \approx 150\ \mu V_{ss}$, das ergibt bezogen auf nur 1 V_{ss} für Vollaussteuerung einen Signal-Rausch-Abstand von 76 dB.

Die bisher beschriebene Schaltung kann in dieser Form bereits zu einem kompletten Equalizer für zehn Tonbereiche kaskadiert werden. *Bild 4* zeigt die Blockschaltung dazu, wobei jedes Kästchen eine entsprechend dimensionierte Grundschaltung nach Bild 1 darstellt. Eine mögliche Gleichspannungsverschiebung durch Offsetspannungen der Verstärker ist vernachlässigbar, da sie in der Gesamtschaltung höchstens die Größenordnung von 100 mV erreicht. Der letzte Verstärker hat die Funktion eines Impedanzwandlers, um das letzte Netzwerk von nachfolgenden Schaltungen zu entkoppeln. Die Dimensionierung des Ausgangskondensators richtet sich in erster Linie nach der Eingangsimpedanz der Folgeschaltung.

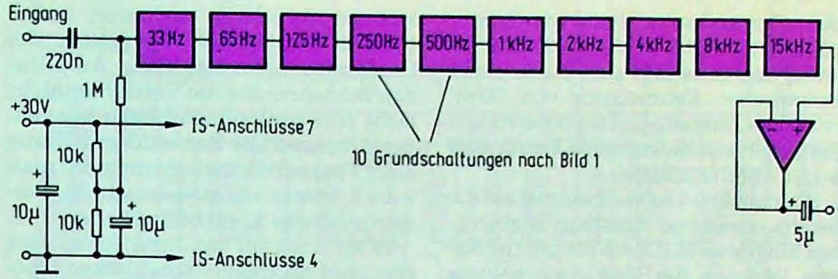


Bild 4. Equalizer mit zehn Frequenzbereichen in einfachster Ausführung

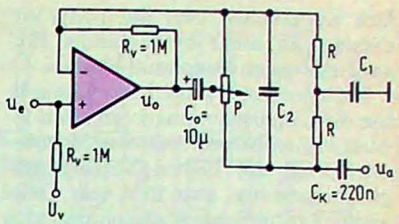


Bild 5. Schaltung mit gleichstromfreiem Potentiometer. Sie ist bei Verwendung eines 741 als Operationsverstärker empfehlenswert, um Kratzgeräusche zu vermeiden; bei FET-Operationsverstärkern ist sie nicht erforderlich

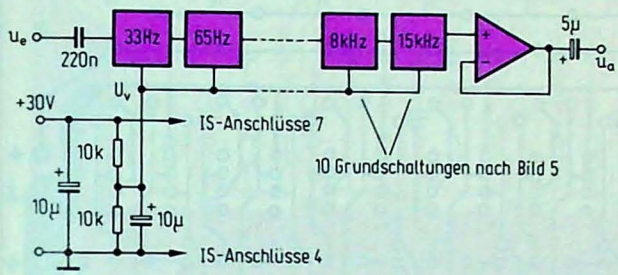


Bild 8. Zehn-Bereichs-Equalizer mit gleichstromfreien Potentiometern. Durch Aufteilen der Betriebsspannung wird ein künstlicher Bezugspegel geschaffen

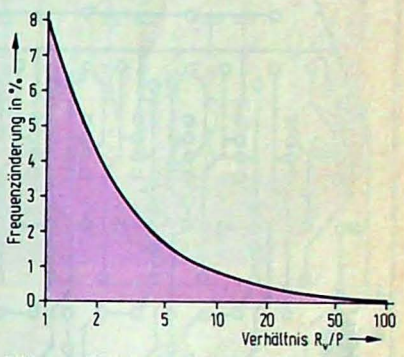


Bild 6. Einfluß des Vorwiderstandes R_v aus Bild 5 auf die Resonanzfrequenz

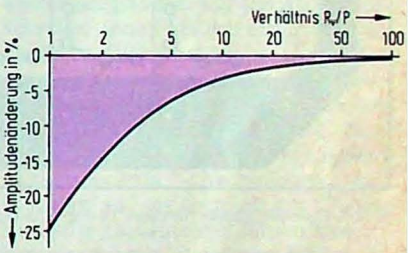


Bild 7. Einfluß des Vorwiderstandes R_v aus Bild 5 auf die maximale Amplitudenanhebung bei f_o

Ein kleiner Nachteil der bisherigen Schaltung soll noch erwähnt werden: Die Potentiometer werden von den Eingangsgleichströmen der Operationsverstärker durchflossen. Dies setzt entweder eine gute Qualität der Potentiometer voraus, oder man muß bei weniger guten Potis mit Kratzgeräuschen im Lautsprecher bei deren Betätigung rechnen. Im stationären Zustand treten jedoch keine Störungen auf.

Wer auf jeden Fall Nebengeräusche dieser Art vermeiden möchte, kann die Schaltung entsprechend *Bild 5* erweitern. Die Potentiometer sind durch Einfügen der Vorwiderstände R_v und von Trennkondensatoren gleichstromfrei. Die Dimensionierung von R_v ist ein Kompromiß: Sehr große R_v-Werte sind nur bei FET-Eingängen der Verstärker möglich. Bei bipolaren Eingängen (z. B. beim 741) kann hierdurch die Eingangsstromdifferenz (der Offsetstrom) eine unzulässig hohe Verschiebung der Ausgangsgleichspannung verursachen, was den Dynamikbereich für das Tonsignal einschränkt. Andererseits bewirken zu kleine R_v eine Verschiebung von f_o sowie ein Absinken der maximal möglichen Verstärkung von f_o. Die *Bilder 6* und *7* zeigen den Einfluß von R_v auf diese Eigenschaften. Als günstiger Wert wird R_v = 1 MΩ empfohlen; das bringt bei P = 100 kΩ eine Frequenzerhöhung um 0,83 % und einen Maximalamplitudenabfall von 3,3 %. Andererseits bleibt bei einem maximalen Offsetstrom von 300 nA die daraus sich ergebende Ausgangsspannungsabweichung von 300 mV noch genügend klein. Bei Verwendung von Operationsverstärkern mit pnp-Eingangsstufen muß entgegen unserem Schaltbild der Elko am IS-Ausgang umgepolt werden. *Bild 8* zeigt das Blockschaltbild eines Equalizers mit der Grundschaltung nach Bild 5.

Eine für beide Schaltungsvarianten geeignete Platine zeigt *Bild 9*. Aus *Bild 10* geht die Bestückung für die Schaltung nach Bild 8 hervor. Die Verbindungen zu den Potentiometern erfolgen am besten über dreiadrige verdrillte Leitungen. Es ist jedermann freigestellt, bei Stereoausführungen entweder Tandempotis für gemeinsame Kanaleinstellung oder Einzelpotis für individuelle Einstellung zu wählen. Als Stromversorgung sind 30 V stabilisiert oder zumindest gut gesiebt vorgesehen. Der Stromverbrauch eines 741 beträgt nach Herstellerangaben maximal 2,8 mA. Berücksichtigt man die im Extremfall aus den IS-Ausgängen über die Netzwerke abfließenden Ströme, so kann man als maximalen Stromverbrauch einer solchen Platine 40 mA ansetzen.

In *Bild 11* ist ein weiterer Bestückungsplan für die einfachere Schaltung nach Bild 4 auf der gleichen Platine dargestellt. Sämtliche Koppelkondensatoren außer denen am Ein- und Ausgang werden durch Drahtbrücken ersetzt und die Vorwiderstände R_v ein-

Mittenfrequenzen und Kondensatorwerte für einen 10-Bereichs-Equalizer.

Nennfrequenz/Hz	$C_{1\,ber.}$/nF	gewählte C_1-Kombination/nF	$C_{2\,ber.}$/nF	gewählte C_2-Kombination/nF	resultierende Mittenfrequenz f_o
33	2050	1000+1000	136	68+68	33,4
65	1040	680+330	69	47+22	66,0
125	540	470+68	36	33+3,3	125
250	270	220+47	18	15+3,3	249
500	135	100+33	9	6,8+2,2	504
1k	68	68	4,5	2,2+2,2	1008
2k	34	33+1	2,25	2,2	2016
4k	17	15+2,2	1,13	1+0,1	4008
8k	8,5	6,8+1,5	0,56	0,47+0,1	8016
15k	4,5	4,7	0,3	0,22+0,068	15000

fach weggelassen. Nur der 1-MΩ-Widerstand am nicht invertierenden Eingang der ersten Stufe muß bleiben.

Nach der ersten Inbetriebnahme sollten die Gleichspannungen an allen IS-Ausgängen überprüft werden. Sie müssen gleich der halben Versorgungsgleichspannung, also 15 V sein. Gelegentlich auftretende Abweichungen bis zu einigen 100 mV sind zulässig. Erst bei Differenzen im Volt-Bereich ist die Schaltung näher auf Fehler zu untersuchen. Der Aufbau ist wenig schwinganfällig; tritt wider Erwarten einmal so etwas auf, dann läßt sich durch einen keramischen Kondensator von 10 pF zwischen Ausgang und invertierendem Eingang des schwingenden Verstärkers leicht Abhilfe schaffen.

Abschließend sei noch einmal auf die bereits erwähnten Aussteuerungsgrenzen hingewiesen. Durch die multiplikative Wirkung der Kaskadenschaltung können bei gleichzeitiger übertrieben kräftiger Anhebung mehrerer, insbesondere benachbarter Bereiche unter Umständen besonders hohe Amplituden entstehen, die die Verstärker nicht mehr einwandfrei verarbeiten können. Bei zweckmäßiger Bedienung im Sinne einer Frequenzlinearisierung wird man jedoch immer ein ausgewogenes, verzerrungsfreies Klangbild erhalten.

Es sei noch auf den inzwischen sehr preiswert im Handel erhältlichen Operationsverstärker TL 081 von Texas In-

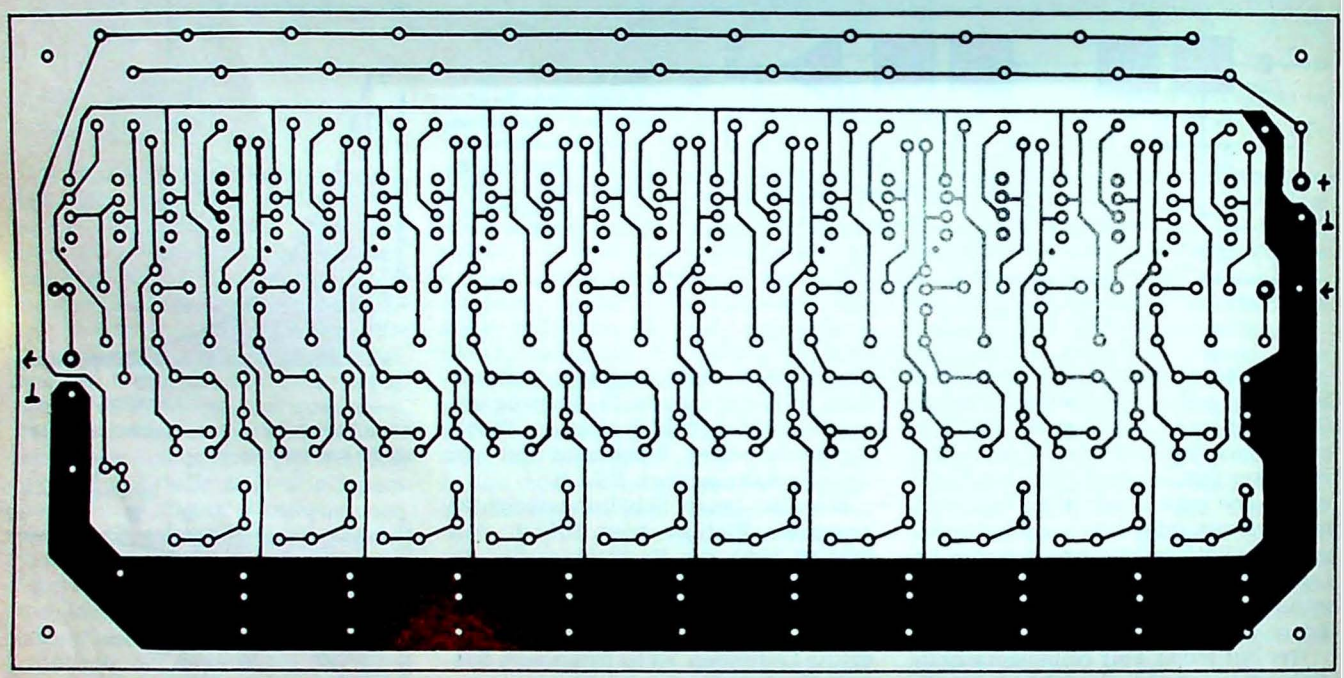


Bild 9. Passende Platine für einen 10-Bereichs-Equalizer

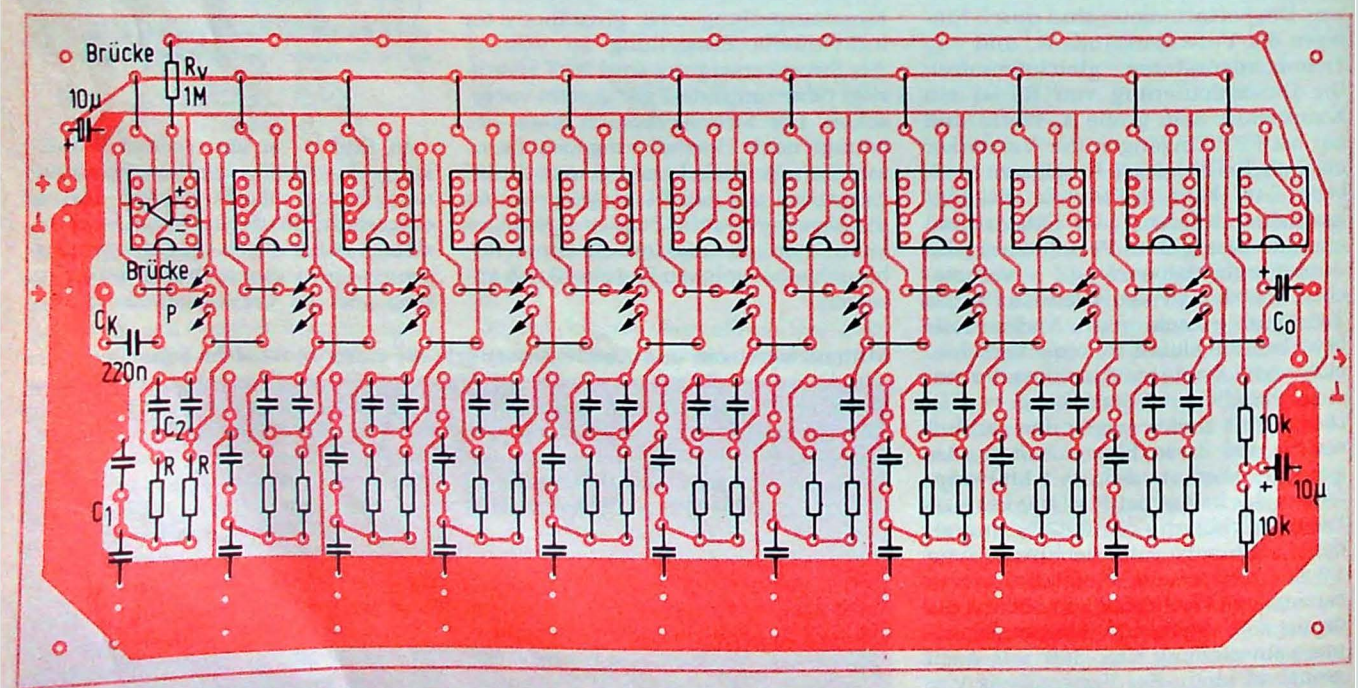


Bild 10. Bestückung der Platine nach der Schaltung in Bild 8

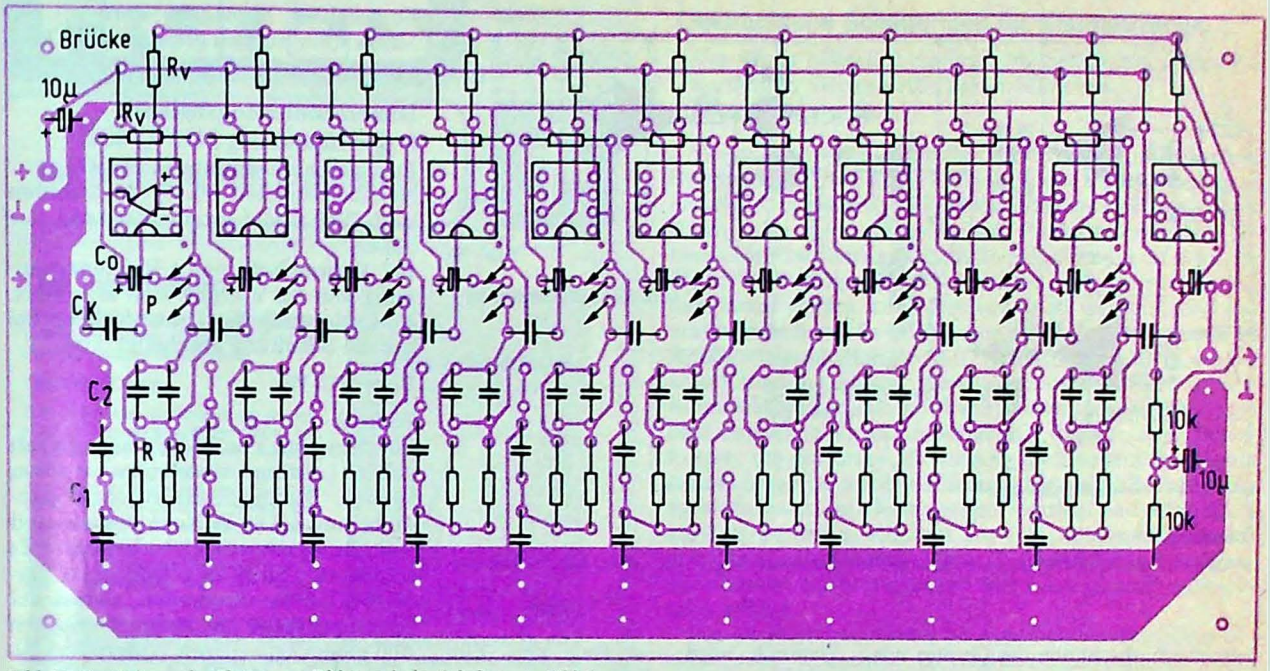


Bild 11. Bestückung der Platine aus Bild 9 nach der Schaltung in Bild 4

struments mit FET-Eingang hingewiesen, welcher die gleiche Anschlußbelegung wie der 741 hat, aber diesem in verschiedenen Punkten überlegen ist. Insbesondere ist das Übertragungsverhalten bei hohen Frequenzen wegen der wesentlich höheren „slew rate" erheblich besser. Bis über 100 kHz können bei einer Eingangsamplitude von U_{ss} = 3,4 V in der Schaltung nach Bild 4 bzw. 5 verarbeitet werden; damit ist die Gefahr von Übersteuerungen und transienten Intermodulationsverzerrungen im hohen Tonfrequenzbereich beim Auftreten größerer Amplituden erheblich reduziert. Infolge der höheren Aussteuerbarkeit konnte ein Dynamikumfang der Gesamtschaltung von etwa 90 dB erreicht werden. Durch die um etwa drei Zehnerpotenzen kleineren Eingangsströme treten in der einfachen Schaltung nach Bild 4 kaum noch Geräusche beim Betätigen der Potentiometer auf. Eine mit diesem Operationsverstärker bestückte Schaltung dürfte daher selbst für Hi-Fi-Anlagen der oberen Klasse als Zusatzgerät interessant werden. ■

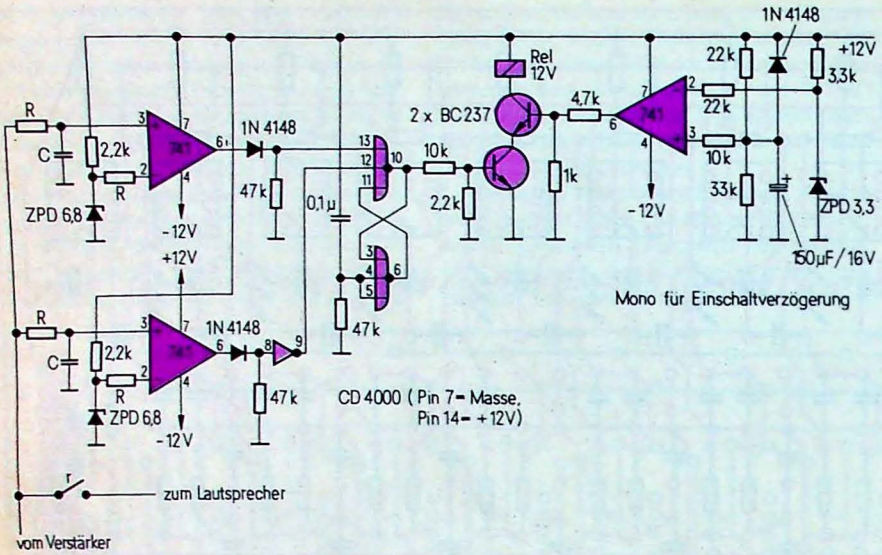
Nullspannungsindikator für Nf-Endstufen

Vorgestellt wird hier eine Schutzschaltung für Lautsprecher, die mit leistungsfähigen eisenlosen Endstufen betrieben werden. Ein „Verdampfen", verursacht durch Defekte in der Endstufe oder Ansteuerung durch extrem niedrige Frequenzen wird durch sie wirksam vermieden.

Insbesondere Lautsprecher, die mit Hilfe direkt gekoppelter, elkoloser Endstufen betrieben werden, laufen Gefahr, durch einen Defekt in den Endstufen zerstört zu werden. In erhöhtem Maße trifft dies bei Endstufen zu, die im Eigenbau entstanden sind: In der Regel sind derartige Verstärker nicht in dem Maße ausgereift und erprobt, wie dies von einem industriell produzierten Gerät erwartet werden kann. Es empfiehlt sich deshalb sehr, eine Sicherheitsschaltung in Eigenbauverstärkern vorzusehen, zumal in letzter Zeit besonders hochwertige Geräte der einschlägigen Industrie auf dem Markt erschienen sind, die ebenfalls mit derartigen Schutzschaltungen ausgerüstet sind. Zum einen schützt eine derartige Schaltung den Lautsprecher vor einem zu hohen Gleichstromanteil; da ein dynamischer Lautsprecher einen sehr niedrigen reellen Widerstand besitzt (bei 4 Ω Nennimpedanz liegt er in der Größenordnung von 1...3 Ω), genügt schon ein Bruchteil der maximalen Verstärkerausgangsspannung, um den Lautsprecher innerhalb kürzester Zeit zu zerstören. Dies geschieht z. B. wenn bei einer „elkolosen" Endstufe die Kollektor-Emitter-Strecke eines Transistors durch Defekt niederohmig wird. Zum anderen spricht die Schaltung auch auf niederfrequente Schwingungen, sog. Blubbern an, das ebenfalls zur Überlastung der Lautsprecher führen kann.

Aber auch ein niedriger Gleichspannungsanteil, der noch nicht zu einer Überlastung der Lautsprecher führen würde, bewirkt eine Verschlechterung der Wiedergabequalität, denn die Schwingspule liegt nun nicht mehr in der Mitte des Lautsprechermagnetfeldes. Darauf spricht die Schaltung ebenfalls an.

Zwei Komparatoren, jeweils einer für positive und negative Polarität, vergleichen über einen Tiefpaß die Ausgangsspannung des Verstärkers mit einer Referenzspannung. Tiefpaß und Referenzspannung müssen so ausgelegt sein, daß der jeweilige Komparator bei Vollaussteuerung noch nicht schaltet. Er muß aber sowohl bei noch tieferen Frequenzen als auch bei zu hohem Gleichstromanteil so schnell ansprechen, daß eine Schädigung des Lautsprechers sicher verhindert wird. Hat einer der beiden Komparatoren angesprochen, wird ein RS-Flipflop gesetzt; es unterbricht über einen Treibertransistor den Stromfluß durch ein Relais, das die Lautsprecher galvanisch von der Endstufe trennt. Das RS-Flipflop kann



Meist ist der Bau dieser Schutzschaltung erheblich preiswerter als der Kauf neuer Lautsprecherboxen

nur durch abschalten des Gerätes wieder zurückgesetzt werden. Im *Bild* wurde in Reihe zum Treibertransistor noch ein zweiter geschaltet. Dieser wird mit Hilfe eines Monoflops nach dem Einschalten des Gerätes kurzzeitig gesperrt, bis sich alle Spannungen am Verstärkerausgang eingestellt haben. Dadurch wird u. a. auch der „Einschaltknack" im Lautsprecher unterdrückt.

Der Aufbau der Schaltung ist, bedingt durch die niedrigen zu verarbeitenden Frequenzen, sehr unkritisch. Es ist lediglich darauf zu achten, daß beim Einbau in einen Nf-Verstärker keine Erdungsfehler begangen werden; die Masse sollte auf den gemeinsamen Erdpunkt geführt werden.

Dimensionierungsbeispiel

Referenzspannung
Lautsprechernennimpedanz 4 Ω
Nennbelastbarkeit 80 W (10 Minuten nach DIN) Gleichstromwiderstand 2,8 Ω
Bei Verwendung einer Referenzspannung von 6,8 V ergibt sich eine max. Verlustleistung des Lautsprechers, bei der die Schaltung abschaltet, von

$P_v = 16{,}5$ W

Tiefpaß
Eine Frequenz von 40 Hz soll noch mit voller Leistung übertragen werden können. Die maximale Ausgansspannung muß bei 80-W-Nennleistung und 4-Ω-Nennimpedanz 25 V_s betragen. Es ist also eine Spannungsteilung im Verhältnis 6,8/25 erforderlich, wobei der Spannungsteiler aus einem ohmschen und einem kapazitiven Widerstand besteht. Für R = 10 kΩ ist dann eine Kapazität von etwa 1 µF sinnvoll.
Mit dieser Dimensionierung spricht im schlimmsten Falle, wenn die Ausgangsspannung an den „Anschlag", also auf + oder $-U_b$ springt, die Sicherung nach weniger als 3 ms an.

Bernd Kienzler

Schaltungskniff

Einfache Drehzahlsteuerung

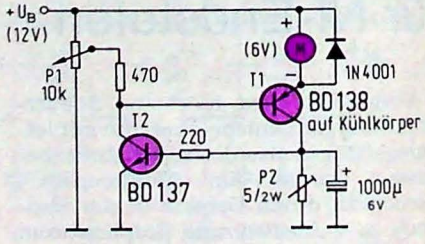
Benutzt man zum Betrieb z. B. einer Printplatten-Bohrmaschine ein stabilisiertes Netzgerät, so sinkt bei zunehmender Belastung die Drehzahl. Die hier beschriebene Schaltung gestattet nicht nur eine Einstellung der Drehzahl, sondern reduziert auch ihre Abhängigkeit von der Belastung.

Die Spannung am unbelasteten Motor wird durch die Basisspannung von T 1 bestimmt. Bei Belastung erhöht sich die Motor-Stromaufnahme; T 2 wird dann leitend, weil der Spannungsabfall an P 2 größer als 0,65 V wird, und T 2 schaltet praktisch die volle Betriebsspannung auf den Motor.

Zur optimalen Einstellung der Potis geht man am besten wie folgt vor: Zunächst wird die volle Betriebsspannung angelegt; nützlich ist hier – um Motorschäden zu vermeiden – ein Netzgerät mit Strombegrenzung. P 2 wird nun auf Null gestellt, und mit P 1 stellt man die Nennspannung am Motor ein. Mit P 2 läßt sich schließlich bei Belastung des Motors eine Drehzahl-Konstanthaltung, u. U. sogar eine höhere Drehzahl als bei Leerlauf einstellen.

Beim Autor arbeitet ein ursprünglich für Schiffsmodelle vorgesehener Antriebsmotor mit 6 V Nennspannung bei einer Gesamt-Betriebsspannung von 12 V seit zwei Jahren zur vollsten Zufriedenheit.

Wolfgang Lüdtke



Diese einfache Schaltung ermöglicht es, die Drehzahl einer Printplatten-Bohrmaschine auch unter Belastung weitgehend konstant zu halten

Dieter Buttkus

Unter den bisher schon recht zahlreichen Vorschlägen zum Empfang der DCF-77-Zeitzeichen sind viele sehr aufwendig oder zu wenig nachbausicher. Beträgt die Entfernung zum Sender (Standort Raum Frankfurt) weniger als 200 km und wird auf eine minimale Verzögerung der Anzeige kein großer Wert gelegt, so genügen schon einfache Empfänger- und Dekoderschaltungen.

Einfacher Empfänger und Decoder für DCF-77-Zeitsignale

Die hier vorgestellte Schaltung benötigt zum Betrieb nur eine Gleichspannung von 5 V, auch können Empfänger, Antenne und Decoder gemeinsam in einem Gehäuse untergebracht werden. Der gesamte Aufwand ist nicht größer als bei einer TTL-Digitaluhr.

Empfänger

Die Spulen L1 und L2 sind auf einen 14 cm langen Ferritstab gewickelt (*Bild 1*). L1 hat 240 Windungen und ist dreilagig mit Volldraht 0,3 mm gewickelt. L2 kommt mit 60 Windungen einlagig daneben. Die Abstimmung auf 77,5 kHz erfolgt mit C1 und C2. C1 ist ein Drehkondensator aus einem Taschenradio, beide Pakete parallel, C2 wird so gewählt, daß Resonanz ungefähr bei Mittelstellung von C1 erreicht wird. Die Größe von C2 liegt zwischen 500 pF und 1000 pF.

Im Demodulator der IS TBA 120 wird das Signal mit 77 kHz gemischt. Der Transistor T2 erzeugt diese Frequenz mit L3 und C3. L3 ist ein Schalenkern mit Abgleichstift. In der Praxis wird ein beliebiger Schalenkern mit 0,3 mm Lackdraht vollgewickelt, Abgriff bei 1/3 der Windungszahl, dann wird mit C3 der Kreis auf 77 kHz in Resonanz gebracht. Für diese Arbeiten ist ein Tonfrequenzgenerator unbedingt erforderlich.

Am Ausgang des TBA 120 steht nun eine „Zwischenfrequenz" von 500 Hz zur Verfügung, die über den Impedanzwandler T1 dem selektiven Operationsverstärker TAA 861 zugeführt wird. Die Bandbreite beträgt 50 Hz, so daß Störungen sehr wirkungsvoll unterdrückt werden. Bei B kann über einen einstufigen Verstärker ein kleiner Kontrolllautsprecher angeschlossen werden.

Der Demodulator ist T3, gefolgt von einem Gleichspannungsverstärker T4. Gegenüber einer Demodulation mit Dioden hat diese Schaltung den Vorzug größerer Empfindlichkeit. Der Transistor T3 arbeitet mit gleitendem Arbeitspunkt, so daß Feldstärkeschwankungen weitgehend ausgeglichen werden. Eine weitere Regelung des Empfängers war nicht notwendig. Am Punkt „A" stehen nun Impulse unterschiedlicher Länge, jedoch im Sekundenabstand zur Verfügung, die dem Decoder zugeführt werden.

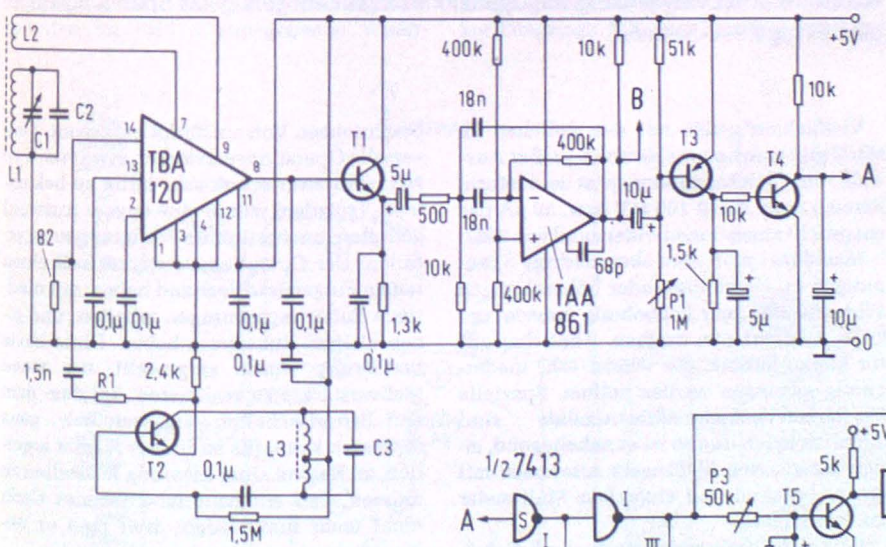
Einstellung des Empfängers

Mit R1 wird die Oszillatorspannung so eingestellt, daß das Rauschen des im TBA 120 enthaltenen Verstärkers gerade verschwindet. Werte zwischen 3 kΩ und 10 kΩ können erforderlich sein. Mit P_1 wird der Demodulator auf größte Empfindlichkeit eingestellt, mit L3 gleicht manauf die Frequenz des selektiven Verstärkers TAA 861 ab.

Durch die Aufteilung der Verstärkung auf verschiedene Frequenzen zeigt der Empfänger keinerlei Unstabilität. Der Ferritstab kann in unmittelbarer Nähe angebracht werden. Lediglich von L3 sollten etwa 10 cm Abstand eingehalten werden. Etwas problematisch ist allerdings die Einstreuung eines evtl. eingebauten Netztrafos. Durch Verdrehen des Trafos muß ein Brumminimum gesucht werden. Besser ist es aber, das Netzteil vom Empfänger zu trennen.

Decoder

Das bei A zugeführte Signal (*Bild 2*) wird vom Schmitt-Trigger I in saubere Rechteckimpulse umgeformt. Der Transistor T5 ist ein Integrator und unterscheidet die Impulslängen. Am Kollektor erscheinen bei richtiger Einstellung nur die 0,2 s langen Impulse. Die Einstellung erfolgt mit P 3. Zu kleine Werte von P 3 erniedrigen die Störsicherheit. Die hier angeführte Schaltung zeigte sich der oft angewandten Impulstrennung mit Mono-



▲ Bild 1. Einfache Schaltung für den Empfang des Senders DCF 77.

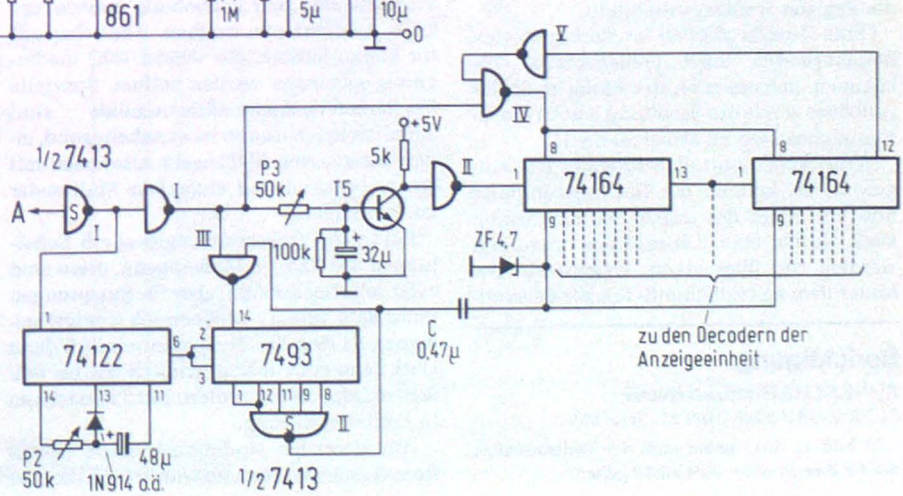
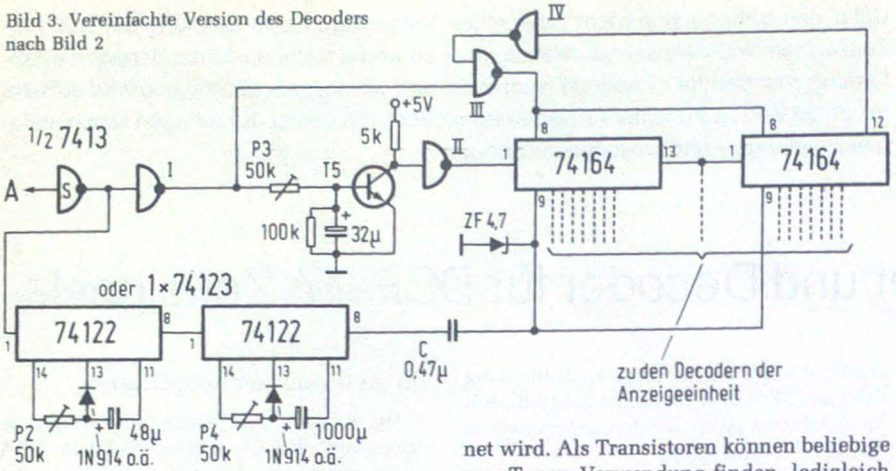


Bild 2. ▶ Decoder zur Anzeige der Uhrzeit

Bild 3. Vereinfachte Version des Decoders nach Bild 2



flop und R-S-Flipflop bezüglich der Störsicherheit überlegen.

Die Zeitinformation wird über einen Inverter den beiden Schieberegistern 74164 zugeführt. An den Parallelausgängen kann nun eine beliebige Anzeigeeinheit mit den entsprechenden Decodern angeschlossen werden. Auf Zwischenspeicher wurde verzichtet. Die Zeitanzeige bleibt auch ohne Speicher den größten Teil der Minute erhalten, auch ist es recht interessant, den Aufbau der Uhrzeit im Display zu beobachten.

Die Bedeutung der weiteren Schaltstufen sei kurz erklärt. Das Monoflop 74122 wird mit P 2 auf ca. 1,5 s eingestellt. Durch die im Sekundenabstand folgenden Impulse wird es immer wieder nachgetriggert, so daß der Ausgang $\overline{Q}$ an Pin 6 immer auf L bleibt. Durch das Fehlen des 59. Impulses fällt das Monoflop kurzzeitig ab, wodurch der Binärzähler 7493 über die R-Eingänge auf Null gesetzt wird. Nach 16 Takten sind alle seine Ausgänge H, damit wird der Ausgang des Schmitt-Triggers II L und sperrt dadurch den Takt über das Gatter III, der Zähler stoppt. Zugleich werden die beiden Schieberegister über den Kondensator C zurückgestellt. In der 20. Sekunde wird die erste H-Information in die Register eingelesen. Wenn dieser erste Impuls beide Register durchlaufen hat, erscheint er an Pin 12 des zweiten Registers und stoppt über die Gatter V und IV den Takt. Die Uhrzeit kann nun über die Anzeigeeinheit solange abgelesen werden, bis in der 16. Sekunde der folgenden Minute SII die Register wieder zurückstellt.

Ohne Zweifel werden an stark gestörten Empfangsorten auch Fehlanzeigen vorkommen, gemessen an der Einfachheit des Aufbaues zeigte die Schaltung jedoch ein erstaunliches Maß an Störsicherheit.

Wenn kein Kontrollautsprecher fest eingebaut ist, können die Sekundenimpulse und vor allem der exakte Minutenbeginn auch durch eine Leuchtdiode angezeigt werden, die über einen Transistortreiber hinter dem ersten Schmitt-Trigger angeordnet wird. Als Transistoren können beliebige npn-Typen Verwendung finden, lediglich für T3 sollte eine pnp-Germaniumtype eingesetzt werden. Im Mustergerät war es ein ASY 68. Die Gates und Inverter befinden sich in zwei 7400 oder einer 4929 TTL-IS.

Alternativ-Decoder

Mit noch etwas geringerem Aufwand arbeitet eine Decoderschaltung, bei der die Kombination Zähler (7493)-Schmitt-Trigger (7413) durch eine weitere Monoflopschaltung ersetzt ist (*Bild 3*). Der Signalweg der Impulse bis zum Schieberegister stimmt mit Bild 2 überein. Um das Register kurz vor dem 20. Impuls zurückzusetzen, wird das zweite Monoflop mit P4 auf eine Impulsdauer von etwa 18 s eingestellt. Durch den fehlenden 59. Sekundenimpuls triggert das erste Monoflop das zweite zum Minutenbeginn, so daß etwa in der 18. Sekunde über den Kondensator „C" die Schieberegister zurückgesetzt werden. Zugleich wird über Gatter IV und III wieder der Taktimpuls freigegeben, so daß eine neue Zeitinformation eingeschrieben werden kann. Diese bleibt nun auch ohne Speicher bis zur 18. Sekunde der folgenden Minute erhalten und kann über die Anzeigeeinheit abgelesen werden.

Berichtigung

FUNKSCHAU-mini-Netzteil

FUNKSCHAU 1976, Heft 21, Seite 919

In Bild 11 links unten muß der Trafoanschluß des Gr 2 an Punkt 6 statt an 10 gehen.

Helmut Schubert

Hochohmiger Multimeter-Vorsatz für kleine Gleichspannungen und -ströme

Dieser bequem zu handhabende, sicher funktionierende Vorsatzverstärker hat verschiedene Vorteile: Die Spannungsbereiche ab 10 mV mit hohem Eingangswiderstand und die Strombereiche ab 10 µA mit geringem Spannungsabfall werden größtenteils direkt am Vielfachmesser eingestellt. Durch eine spezielle Ausgangsstrombegrenzung ist das nachgeschaltete Instrument in allen Bereichen absolut überlastungssicher. Der Ruhestrom der Schaltung ist so gering, daß ein Batterieschalter überflüssig wurde. Trotz der Verwendung von Operationsverstärkern genügt als Spannungsquelle eine einzige 9-V-Batterie.

Vielfachmeßgeräte mit den üblichen 20 kΩ/V gibt es schon preiswert in großer Auswahl. Für Gleichspannungen ist der kleinste Bereich dann meist 100 mV bzw. 50 µA das entspricht einem Innenwiderstand von 2 kΩ.

Manchmal muß man aber niedrige Spannungen an Halbleitern oder höherohmigen Widerständen sehr hochohmig messen, um keine Meßfehler zu machen. Ähnliches gilt für kleine Ströme, die wieder sehr niederohmig gemessen werden sollten. Spezielle Verstärker-Vielfachmeßinstrumente sind ziemlich teuer, und so ist es naheliegend, einen preiswerten Meßzusatz zusammen mit einem vorhandenen einfachen Multimeter zu verwenden.

Für solche Vorverstärker gibt es z.B. Schaltungen mit FET im Meßeingang, diese sind zwar sehr hochohmig, aber für Spannungen unter dem 100-mV-Meßbereich weniger geeignet, da sich der Temperatureinfluß dann stark bemerkbar macht, ähnlich wie bei einfachen Impedanzwandlern mit Transistoren in Emitterschaltung.

Am stabilsten sind immer noch Operationsverstärker. Deshalb wurde auch der hier beschriebene Vorsatz damit aufgebaut. Universelle Operationsverstärker, etwa vom Typ 741, sind zwar schon sehr billig zu bekommen. Trotzdem wurde eine engere Auswahl getroffen, um bestimmte Forderungen zu erfüllen: Der Operationsverstärker soll einen hohen Eingangswiderstand haben, mit niedrigen Batteriespannungen arbeiten, und einen kleinen Ruhestrom haben. Diese letzte Bedingung wurde aufgestellt, um einen Meßverstärker zu realisieren, bei dem man den Batterieschalter vergessen bzw. ganz fortlassen kann. (Es ist immer wieder ärgerlich, zu Beginn einer Messung feststellen zu müssen, daß ein batteriebetriebenes Gerät nicht mehr funktioniert, weil man es unlängst vergessen hat auszuschalten.)

Aus der Liste der sogenannten „micropower" Operationsverstärker wurde der noch preiswerte Typ SG 3250 M im 8poligen Dual-in-line-Gehäuse von Silicon General ausgewählt. Bei diesen und ähnlichen Typen von Operationsverstärkern läßt sich durch einen externen Widerstand der Ruhestrom des ganzen Operationsverstärkers einstellen, je nach gefordertem Frequenzgang

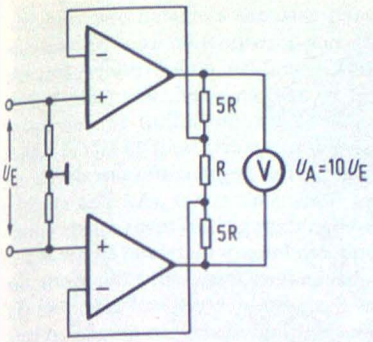


Bild 1. Prinzipschaltung des Instrumentenverstärkers

und Ausgangshub bis auf wenige Mikroampere! (Beim 741 sind es einige Milliampere.) Als Speisespannung genügen minimal ± 1,5 V (für den 741 ca. ± 5 V). Der Eingangswiderstand von mehreren MΩ ist um mehr als eine Größenordnung höher als beim 741.

Schaltung

Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild des Multimeter-Vorsatzes: Zwei gleiche Operationsverstärker wurden zu einem symmetrischen Differenzverstärker aufgebaut, der besonders leicht abzugleichen ist auf konstanten Nullpunkt und Unabhängigkeit vom Innenwiderstand der zu messenden Spannungsquelle. Der Verstärker hat einen konstanten Eingangswiderstand, der praktisch durch die Summe der beiden Widerstände im Eingang festgelegt ist.

Etwa je die Hälfte der Meßspannung kommt mit entgegengesetzter Polarität gegen Batterie-Null auf die nichtinvertierenden Eingänge. Durch die bekannte Gegenkopplung auf die invertierenden Eingänge, mit den im Bild 1 angegebenen Widerstandsverhältnissen im Ausgang, erhält man eine zehnfache Spannungsverstärkung, gemessen zwischen den beiden Operationsverstärkerausgängen.

Bild 2 zeigt die praktisch ausgeführte Gesamtschaltung. Mit den Widerständen von den Operationsverstärkeranschlüssen 8 nach Batterie-Minus wird der Ruhestrom der Verstärker festgelegt. Der 100-kΩ-Trimmer zwischen den Anschlüssen 1 und 5 dient zum Offset-Abgleich. In unserer Schaltung kommt man mit einem Trimmer für beide Verstärker aus, man beachte aber die gegensätzliche Verbindung, also 1 mit 5 und 5 mit 1.

Es fällt auf, daß hier unüblicherweise nur eine einzige Speisespannungsquelle, eine handelsübliche 9-V-Transistorbatterie verwendet wird. Das ist möglich, weil erstens die Ausgangsspannung als Differenz der Ausgänge, der im Gegentakt arbeitenden Verstärker, gemessen wird und nicht gegen Batterie-Null, und zweitens ist der Eingangswiderstand der Schaltung so hoch, daß es für das im Eingangsspannungsteiler erforderliche Nullpotential genügt, einen hochohmigen Spannungsteiler (2 mal 4,7 MΩ) von Plus nach Minus zu verwenden. Hochohmig deswegen, weil er dauernd an der Batterie liegt, es fließt ein Strom von 1 µA. Zusammen mit den Ruheströmen der Operationsverstärker (je ca. 11 µA), muß die Batterie (da kein Batterieschalter vorgesehen ist), bei Nichtgebrauch des Gerätes ständig ca. 23 µA liefern. Das dürfte die Batterie ein Jahr lang leisten, wenn sie nicht vorher an Überalterung stirbt.

Durch die zwei 390-kΩ-Widerstände, zusammen mit dem 250-kΩ-Trimmer, wird der Eingangswiderstand der Operationsverstärker festgelegt. Mit dem Trimmer wird der Nullpunkt bei offenem Meßeingang des Gerätes eingestellt.

Bei versehentlich zu hohen Meßspannungen wird der Verstärker durch die zwei gegeneinandergepolten Z-Dioden mit den strombegrenzenden 100-kΩ-Widerständen geschützt. Bei der bei normaler Messung maximal auftretenden Verstärkereingangsspannung von 300 mV beträgt der Reststrom der Z-3,9-Dioden nur wenige Nanoampere, daher ist kein Meßfehler zu befürchten. Bei Überspannungen aber begrenzen die Dioden die Verstärkereingangsspannung auf ca. 4,3 V, davon erhält jeder Operationsverstärker etwa die Hälfte, und das ist absolut zulässig.

Die übrigen Widerstände im Eingangsteil dienen der Bereichserweiterung bzw. der Umschaltung auf Strommessung. Bei Schalterstellung „U" und „Ablesung x 0,1" wird die zu messende Spannung direkt auf den Verstärker gegeben. Spannungen von 0...300 mV werden 10fach verstärkt, und der passende Bereich (bis 3 V) am Voltmeter eingestellt. Die Spannung am Meßeingang des Gerätes beträgt jetzt stets genau 1/10 der Anzeige des Instruments, dabei ist der Eingangswiderstand des Gerätes konstant 1 MΩ. Spannungen über 300 mV bis 30 V mißt man in Schalterstellung „Ablesung x 10". Über einen Spannungsteiler wird jetzt 1/100 der Meßspannung auf den Verstärker gegeben. Der passende Bereich wird wieder am Instrument gewählt, und zwar genau wie vorher mit den Instrumentbereichen von 100 mV bis 3 V. Die gemessene Spannung beträgt jetzt das 10fache der Instrumentanzeige, dabei ist der Eingangswiderstand konstant 10 MΩ.

Bei Strommessungen entsteht in Schalterstellung „I" zwischen Buchse „+I" und „–" an Widerständen von ca. 10 Ω bzw. 1 kΩ ein Spannungsabfall zwischen 10 mV und 300

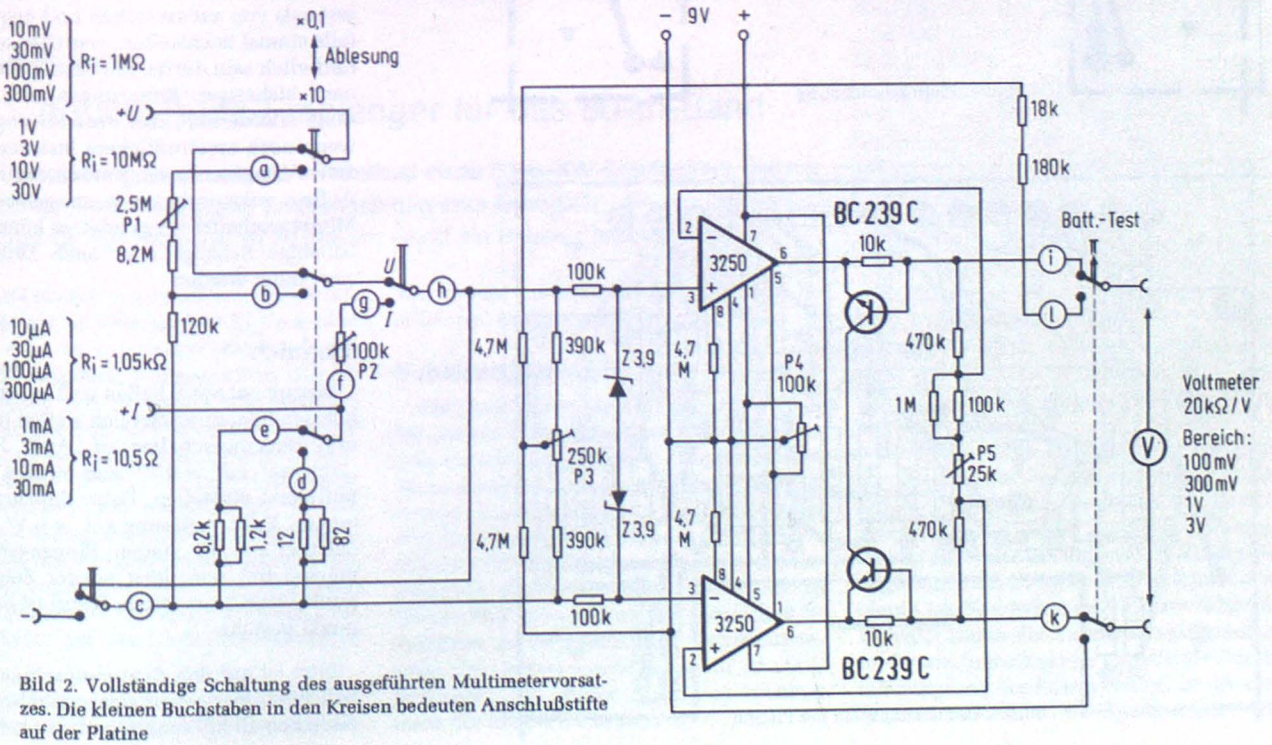


Bild 2. Vollständige Schaltung des ausgeführten Multimetervorsatzes. Die kleinen Buchstaben in den Kreisen bedeuten Anschlußstifte auf der Platine

mV, wobei das Instrument wieder im gleichen Spannungsbereich von 100 mV bis 3 V geschaltet wird. Die Ablesung 100 mV z.B. entspricht also in Schalterstellung „x 0,1" einem Meßstrom von 10 µA, in Stellung „x 10" entspricht z.B. einer 3-V-Anzeige ein Strom von 30 mA.

Der Meßverstärker ist vor Überspannungen und Überstrom geschützt. Nur wenn längere Zeit zu hohe Ströme über die Widerstände im Strommeßzweig fließen, können diese verschmoren und müßten ersetzt werden. Im Spannungsbereich sind, wie schon erwähnt, Überspannungen (z.B. 200 V) unschädlich, (auch falsche Polung), aber man sollte nicht unnötig mehrere hundert Volt an ein Gerät legen, das für Meßbereiche bis 30 V ausgelegt sind.

Im Minus-Meßeingang liegt noch ein einfacher Umschalter, um gegebenenfalls die Meßspannung oder den Meßstrom vom Verstärker zu trennen, gleichzeitig wird der Verstärkereingang kurzgeschlossen. Im Ausgangsteil des Schaltbildes sehen wir den Spannungsteiler für die Gegenkopplung, wobei der Trimmer zur genauen Verstärkungseinstellung dient.

Ein wichtiger Bestandteil der Schaltung sind noch die beiden Transistoren. Sie schützen das Meßinstrument zuverlässig vor Überlastung, was die meist zum Meßwerk antiparallel geschalteten Dioden nicht zuverlässig tun. Bei einem Instrument mit Ri von 20 kΩ/V fließen in jedem Spannungsbereich bei Vollausschlag genau 50 µA. Der Ausgangsstrom muß über die Widerstände zwischen Basis und Emitter fließen. Wenn der Spannungsabfall an diesen Widerständen die Basis-Emitterdurchlaßspannung erreicht hat, wird je nach Polarität einer der beiden Transistoren leitend (der zweite arbeitet invers, was aber nichts schadet) und begrenzt den Instrumentenstrom durch Kurzschließen der Operationsverstärkerausgänge (diese sind kurzschlußfest).

Prinzipiell kann an den Verstärker jedes beliebige Voltmeter mit beliebigen Bereichseinteilungen angeschlossen werden. Der kleinste Meßbereich des Vorsatzes beträgt stets 1/10 des kleinsten Spannungsbereiches des Instruments. Die Widerstände von 10 kΩ sind für eine Strombegrenzung von ca. 70 µA bemessen, was jedes Instrument mit 50 µA Stromfluß in den Spannungsbereichen (entspricht 20 kΩ/V) schadlos aushält. (Bei Begrenzung nur durch die Dioden fließen aber 300 µA.) Das einzige, was bei Benutzung eines Instruments mit einem anderen Innenwiderstand an der Schaltung abzuändern wäre, sind die Werte der beiden Basis-Emitter-Widerstände. Mit der Musterschaltung wurde ein gerade vorhandenes Vielfachmeßinstrument Typ Master 20 k betrieben, das im unteren Spannungsbereich die günstige Bereichseinteilung 100 mV / 300 mV / 1 V / 3 V hat.

Mit einem Tastschalter kann man schließlich die Batteriespannung prüfen, wobei das Instrument auf 100 mV zu stellen ist. Vollausschlag entspricht dann 10 V. Es wurde bewußt der kleinste Bereich mit entsprechendem Vorwiderstand gewählt und nicht die Spannung direkt auf den 10-V-Bereich gegeben, weil sonst die Gefahr besteht, daß das Instrument von der Messung her noch auf einem kleinen Bereich steht, und dann bei Direktmessung überlastet wird.

Bei geschickter Anordnung der Bauteile, lassen sich diese auf eine Platine mit 96 mm x 68 mm mit Batterieausschnitt unterbringen *(Bild 3* und *4)* und in ein kleines Metallgehäuse (Teko 3b) mit 8 mm Abstandbolzen einbauen *(Bild 5* und *6)*. In den Boden des Gehäuses wurde ein Batterieausschnitt gesägt und durch eine etwas größere Aluplatte mit Blechschrauben wieder verschlossen. So kann man die Batterie wechseln, ohne das ganze Gehäuse aufschrauben zu müssen.

Genau unter den Trimmern wurden in den Boden des Gehäuses je ein 3-mm-Loch gebohrt. Dadurch kann man das Gerät schon erstmals von außen eichen und gegebenenfalls einmal nachstellen, was aber selten erforderlich sein dürfte. Ein Metallgehäuse ist nach bisherigen Erfahrungen nicht unbedingt erforderlich, aber doch zu empfehlen, wenn noch empfindlichere Instrumente als 100 mV angeschlossen werden. Sonst ist der Aufbau unkritisch. Im Mustergerät wurden Miniaturschalter verwendet, es können aber beliebige Schalter oder auch Drucktaster verwendet werden.

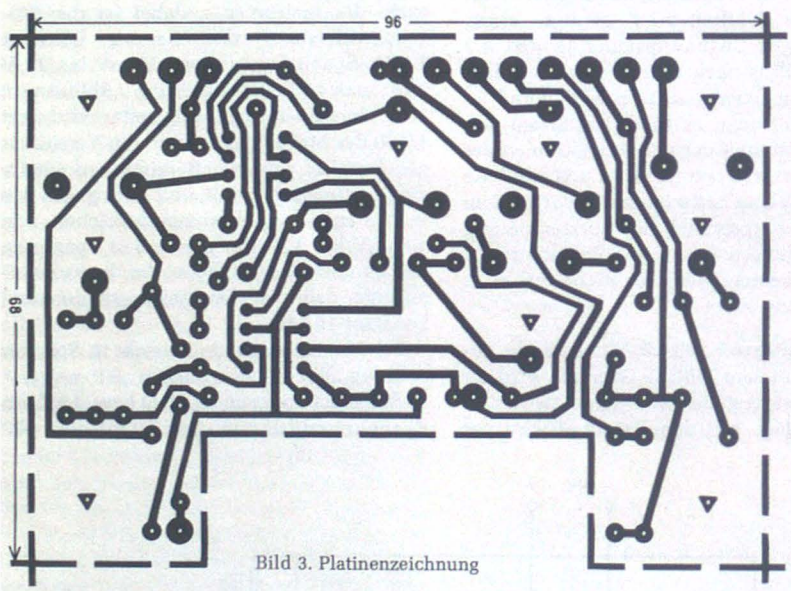


Bild 3. Platinenzeichnung

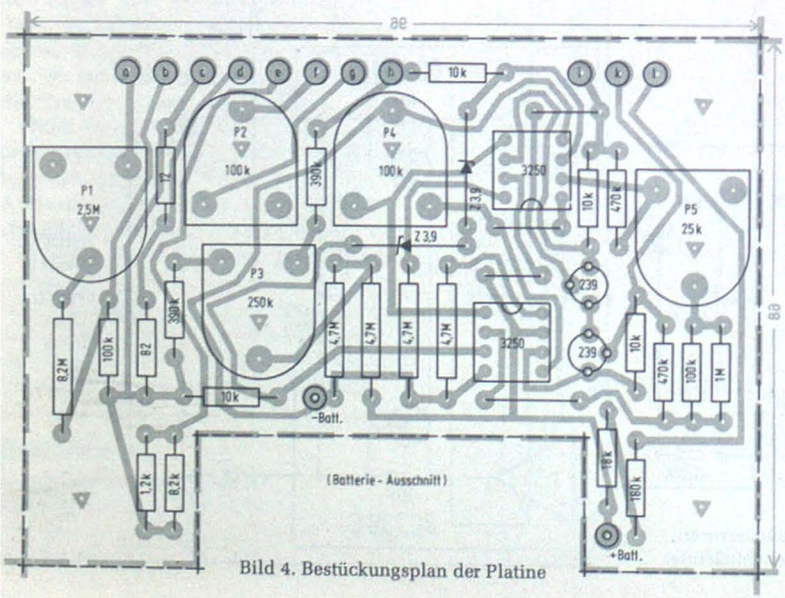


Bild 4. Bestückungsplan der Platine

Abgleich

Instrument anschließen und auf empfindlichsten Spannungsbereich stellen (z.B. 100 mV). Eingangsschalter auf „Aus", Schalter „Ablesen" auf „x 0,1", und mit P 4 Zeigernullpunkt einstellen. Dann Eingangsschalter auf „Ein", Ablesung auf „x 0,1", U – I – Schalter auf „U" stellen, Eingangsbuchsen müssen frei sein. Jetzt wieder Zeigernullpunkt mit P 3 einstellen. Damit ist der Nullpunkt geeicht.

Jetzt ist auf den Spannungseingang eine beliebige, aber genau gemessene Spannung zwischen 10 mV und 300 mV zu geben. Bei

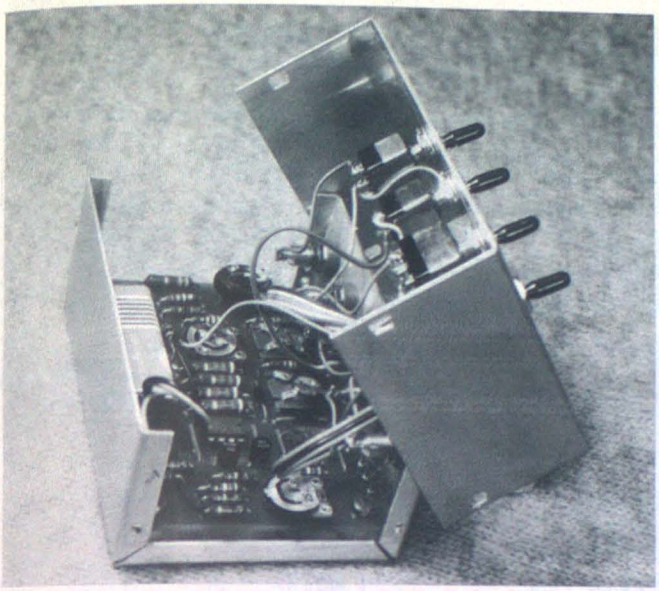


Bild 6. Außenansicht des Mustergerätes

◀ Bild 5. Ansicht des geöffneten Gerätes

Schalterstellung „U" und „x 0,1" ist mit P 5 das Anzeigeinstrument auf genau den 10fachen Wert der Eingangsspannung einzustellen. Dann wird der Schalter auf „x 10" gestellt und bei einer bekannten Eingangsspannung zwischen 1 V und 30 V mit P 1 das Instrument auf genau 1/10 der Eingangsspannung gebracht. Zur Stromeichung wird bei Schalterstellung „I" und „x 0,1" ein bekannter Strom auf Buchse +I gegeben und mit P 2 das Instrument auf den 10fachen Wert des Eingangsstromes (100 mV Anzeige entspricht 10 µA Strom) gebracht. Für den höheren Strombereich (x 10) wurde auf einen eigenen Trimmer verzichtet, da die handelsüblichen Festwiderstände mit 5 % Toleranzangaben meist noch genauer sind und für diesen Strombereich genügen. Hinweis: Bei wochenlanger Nichtbenutzung des Vorsatzes kann es in seltenen Fällen vorkommen, daß das angeschlossene Instrument nicht mehr reagiert. Vermutlich durch eine sehr langsame Aufladung der internen Kompensationskondensatoren sind die Operationsverstärker blockiert. Ein kurzes Verbinden der Eingangs- mit den Ausgangsbuchsen genügt, um den normalen Arbeitszustand wiederherzustellen.

Verwendete Spezialbauteile

2 Operationsverstärker Typ SG 3250 M von Silicon General (Distributor: Fa. Neumüller, München) Vom gleichen Hersteller sind alle, aber meist teureren Typen der gleichen Op. Familie: 1250 / 2250 / 4250 direkt in obige Schaltung einsetzbar. Das gleiche gilt für den Typ 776 von Motorola und Fairchild. Den 4250 und 776 von microsystems international vertreibt auch Fa. Jastron, Berlin.

Helmut Bensch

Amateurfunk-Empfänger für das 80-m-Band

Diese Bauanleitung beschreibt den Selbstbau eines 80-m-KW-Empfängers, der mit keramischen Filtern recht gute Empfangsergebnisse ermöglicht. Als zusätzliche Erleichterung für den Praktiker ist zu diesem Gerät ein Bausatz erhältlich.

Bei der Entwicklung tauchte unweigerlich die Frage auf, ob Mischer und Zf-Verstärker mit IS oder in klassischer Bauweise mit MOS-FET aufgebaut werden sollten. Für die Verwendung von IS spricht hauptsächlich der einfachere Auf- und Nachbau. Elektrisch besser sind natürlich Dual-Gate-MOS-FET, insbesondere in der Eingangsschaltung, weil diese sehr viel hochohmiger im Eingang sind. Dadurch entfällt eine Herabtransformation der Eingangskreisamplitude die sonst der Anpassung dient. Außerdem wird der Eingangskreis fast nicht bedämpft. Dadurch kann auf eine Vorstufe verzichtet werden.

Der Verfasser entschied sich für ein Konzept mit Dual-Gate-MOS-FET, nur der Nf-Teil besteht aus einer IS (TBA 820). Die Oszillatoren wurden mit FETs aufgebaut.

Schaltungsbeschreibung

Die Oszillatoren (*Bild 1*) sind durch 2,2-kΩ-Source-Widerstände stark gegengekoppelt, um eine bestmögliche Frequenzstabilität zu erreichen. Die Abstimmung der Oszillatoren, also der VFO und der BFO, erfolgt hier über Kapazitätsdioden BA 150. Die Abstimm- und Betriebsspannungen für die Oszillatoren sind elektronisch stabilisiert. In diesem Fall ist es leider nicht möglich, 9-V-Batterien zu verwenden, die Betriebsspannung des Gerätes wurde daher auf 10...14 V festgelegt. Mit dieser Spannung arbeiten auch die MOS-FET besser.

Im BFO wird ein gewöhnlicher 455-kHz-Zf-Kreis aus der Bipolar-Transistortechnik verwendet, und zwar das Demodulatorfilter. Dieser ist dann nur lose ans Gate des BF 245A angekoppelt, um zu große Amplituden zu vermeiden. Die BFO-Frequenz ist von außen über ein Poti mittels Kapazitätsdiode ± 1 kHz einstellbar. Das hat den Vorteil, daß man nicht laufend an der Hauptabstimmung zu drehen braucht, wenn die einzelnen Teilnehmer nicht genau auf der Frequenz liegen. Dadurch ist die Empfänger-Bedienung viel angenehmer. Das BFO-Signal wird dann dem Produktdetektor zuführt, um SSB- und CW-Signale hörbar zu machen.

Der VFO ist ein kapazitiver ECO, der ebenfalls über eine BA 150 abstimmbar ist. Die VFO-Frequenz wird dem Eingangsmischer zugeführt und bildet zusammen mit der Eingangsfrequenz die Zwischenfrequenz von 455 kHz. (Z.B. Eingangsfrequenz 3,7 MHz – 3,245 MHz als Oszillatorfrequenz ergibt eine Zf von 455 kHz.)

Der Eingangsschwingungskreis besteht hier aus der Ferritantennenspule, einem Festkondensator, einem Trimmer und einer Kapazitätsdiode. Die Schwingkreis-Amplituden sind voll am Gate 1 des Mischers wirksam, wie schon erwähnt ist keine Anpassungstransformation notwendig. – Die Zf passiert zunächst ein mechanisch-keramisches Filter vom Typ MFH 41, (Bandbreite 4 kHz/ 6 dB, 8kHz/50 dB) welches eingangsseitig am Drain des Mischers und ausgangsseitig am Gate des Dualgate-MOS-FET des Zf-Verstärkers liegt. Hier wird nun ein kleiner Trick angewandt.

Das Filter hat an den Punkten 4 und 6 einen Ausgangswiderstand von 800 Ω, der für Bipolar-Transistoren bemessen ist, zusätzlich ist aber das „heiße" Ende des Schwingkreises an Stift 3 herausgeführt. An diesem liegt Gate 1 des Zf-MOS-FET, welcher hochohmig ist. Es ergeben sich hieraus folgende Vorteile: Durch die Aufwärtstransformation in diesem Schwingkreis entfällt die Durchlaßdämpfung des Filters von ca. 10 dB, und es wird zusätzlich ein Spannungsgewinn

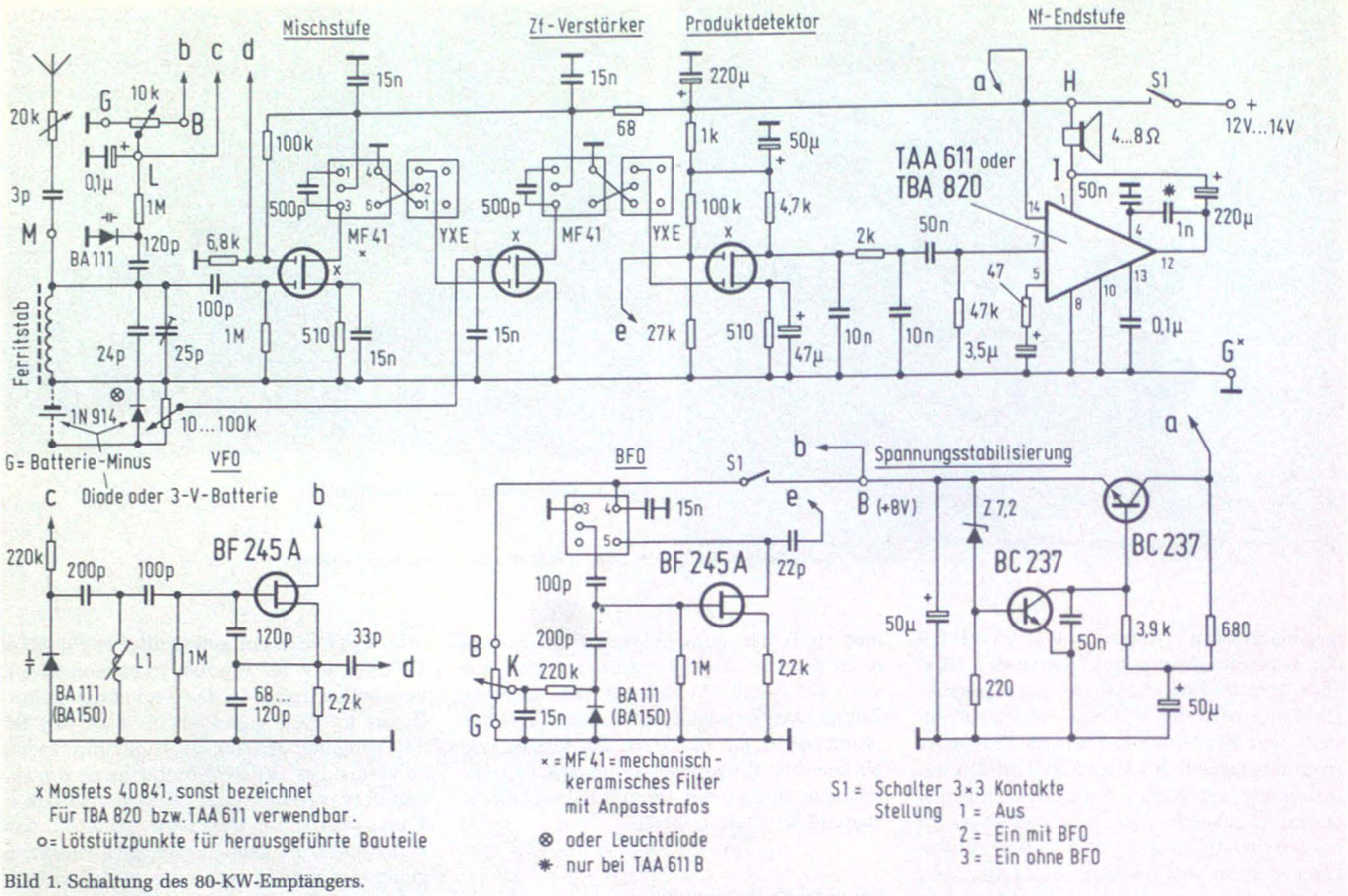


Bild 1. Schaltung des 80-KW-Emptängers.

von etwa 6 dB erreicht. Außerdem erfolgt so die gewünschte Anpassung des MOS-FET.

Am Gate 2 des Zf-Verstärker-MOS-FET liegt zum herabregeln der Zf-Verstärkung eine einstellbare negative Spannung. Diese Spannung kann entweder einer 3-V-Hilfs-Batterie entnommen werden oder durch Spannungsabfall an einer Silizium-Diode erzeugt werden, die in der negativen Batterie-Zuleitung liegt. Der Regelumfang beträgt hierbei 80 dB. Bei diesem großen Regelbereich erübrigt sich eine Nf-Regelung.

Soll das Gerät auch bei einer sogenannten Fuchsjagd verwendet werden, kann das Gate 1 des Mischers auch mit an die Regelspannung gelegt werden. Es ergibt sich dann ein Regelumfang von über 100 dB, so daß auch in der Nähe des Fuchssenders eine Peilung möglich ist. Zur Fuchsjagd-Peilung gehört auch die kleine Stabantenne, die über ein Poti und 4 pF am Eingangskreis liegt. Diese erzeugt zusammen mit der Ferrit-Antenne ein nierenförmiges Richtdiagramm. Beim Peilen wird nach dem Minimum-Verfahren gearbeitet.

Zwischen Zf-MOS-FET und Produktdetektor liegt ein weiteres keramisches Filter. Gate 1 des Produktdetektors liegt über die Schwingungskreisspule direkt an Masse, da an dieser Stelle ein ansonsten übliches RC-Glied durch die Hochohmigkeit des MOS-FET zu störempfindlich wäre (Brumm usw.).

Der BFO ist abschaltbar und erlaubt daher

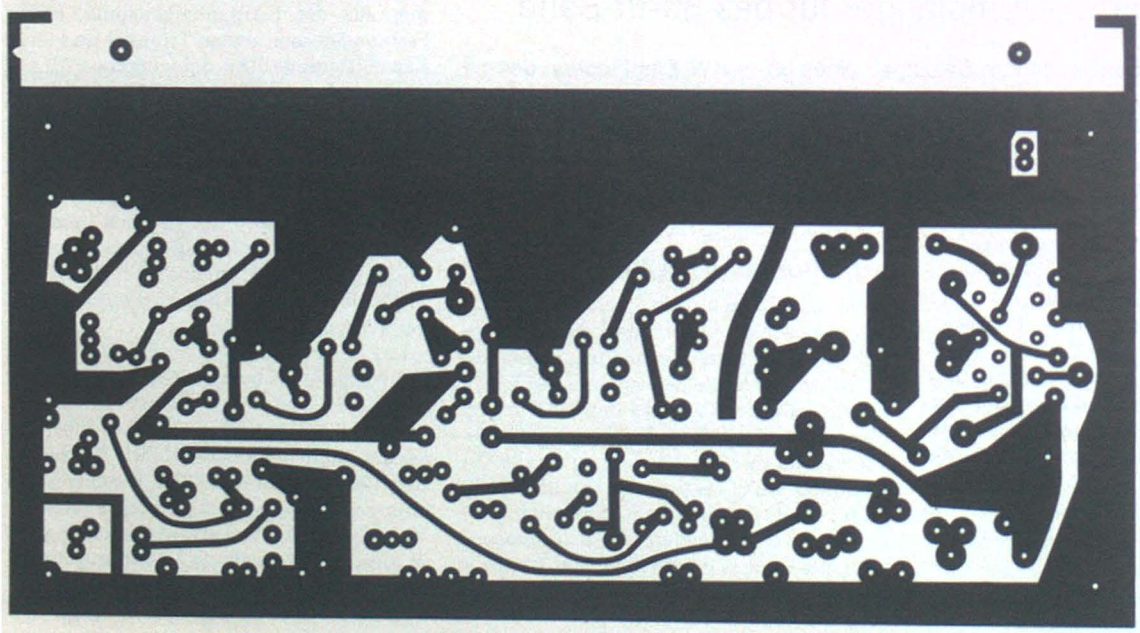


Bild 2. Platine des Empfängers

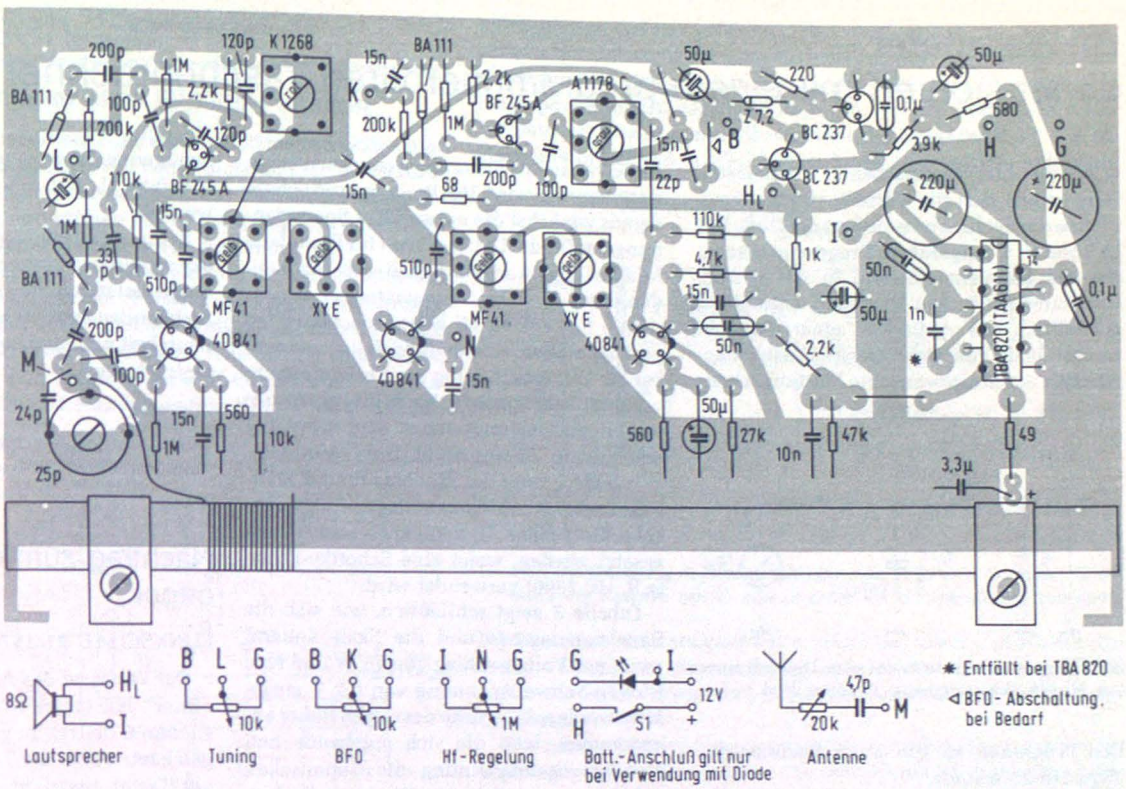


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

auch AM-Empfang. Der Nf-Verstärker ist mit einer IS TBA 820 bestückt. Durch entsprechende Beschaltung werden die Sprachfrequenzen bevorzugt verarbeitet und verstärkt.

Bild 2 zeigt die Platine, *Bild 3* den Bestükkungsplan hierzu. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Bauteile.

Abgleich

Wer schnell zum Ziel kommen will, sollte über folgende Prüfgeräte verfügen: Prüfsender mit 455 kHz, Prüfempfänger im Bereich von 3...4 MHz. Damit kann der VFO im Bereich von 3,04 MHz...3,4 MHz abgehört und mit L1 eingestellt werden. Selbstverständlich kann man auch für diese Einstellung einen digitalen Frequenzzähler benutzen.

Der Zf-Verstärker kann mit einem 455-kHz-Signal abgeglichen werden, wobei der BFO abgeschaltet sein sollte. Die Einspeisung erfolgt hier auf das Gate 1 des Mischers. Im Notfall genügt auch ein Abgleich auf maximales Rauschen. Da die Keramik-Filter die Frequenz bestimmen und nicht die Anpaßschwingungskreise, ergibt sich automatisch bei diesem Verfahren die richtige Zf.

Der BFO wird etwa 2 kHz höher eingestellt als die Zf. Dabei sollte der BFO-Regler auf 180° stehen. Diese Einstellung ist auch ohne Zähler möglich. Der entsprechende Kern wird so lange langsam gedreht, bis das Rauschen schwächer wird, (der BFO sitzt dann genau auf der Mitte der Durchlaßkurve). Nun dreht man den Kern etwa 30° heraus, dabei wird das Rauschen etwas stärker und heller im Klang.

Nun wird der Eingangskreis wie folgt abgestimmt. Trimmer auf halbe Kapazität einstellen. Man bewegt nun den Ferrit-Antennenstab ± 10 mm in der Wicklung hin und her und trimmt dabei auf maximales Rauschen, dabei sollte der VFO auf 3,1 MHz stehen. Ist dies gelungen so kann der Ferritstab jetzt mit Plastik-Schellen befestigt werden.

Der letzte Abgleichpunkt ist nun der Eingangskreistrimmer, dabei soll der VFO bei 3,3 MHz stehen, dieser wird einfach auf maximales Rauschen eingestellt.

Der Antennenanschluß ist für einfache Drahtantennen ausgelegt. Will man einen 80-m-Dipol anschließen, so kann man am anderen Ende des Ferritstabes etwa zwei Windungen aufbringen und das eine Ende auf Masse legen, das andere gehört zum Innenleiter des Koaxkabels.

Mechanischer Aufbau des Empfängers

Als Gehäuse wird wegen der Ferrit-Antenne ein Kunststoffgehäuse benutzt, z.B. Teko P 4 (210 mm x 125 mm x 70 mm). Wer dieses Gerät als Peil-Empfänger benutzen will, sollte die Bodenfläche mit Alu-Folie bekleben und diese mit Masse verbinden. Die Platine ist mit 30-mm-Abstandbolzen montiert. Auf der rechten Seite sind das Antennenpoti, die Antennenbuchse und das BFO-Poti angebracht. Der Ferrit-Stab wurde mit Kunststoffschellen auf der Platine befestigt. Wichtig ist eine gute Masseverbindung von der Platine an die Antennenbuchse.

Stückliste des KW-Empfängers

Halbleiter:
- 3 Stück Dual-Gate-MOS-FET 40841
- 2 Stück BF 245 A oder B
- 2 Stück BC 237 A
- 1 Stück TBA 820 oder TAA 611, bei Verwendung des TBA 820 entfällt das 1nF c von 2 nach 12
- 3 Stück BA 111 oder BA 150
- 1 Stück ZF 7,2 oder 8,2
- 1 Stück Diode 1N 4148 oder 1N 914

Induktivitäten:
- 2 Stück Mechanisch-Keramische Filter MF 41 mit Anpaß-Schwingkreisen
- 1 Stück VFO-Induktivität
- 1 Stück BFO-Induktivität
- 1 Stück Ferrit-Antennenstab 10x160 m. Wdg.

Widerstände:

2 Stück	68 Ω	2 Stück	2,2 kΩ
1 Stück	220 kΩ	1 Stück	10 kΩ
1 Stück	680 kΩ	1 Stück	15 kΩ
3 Stück	470 Ω	1 Stück	47 kΩ
1 Stück	1 Ω	2 Stück	220 kΩ
1 Stück	3,6 kΩ	2 Stück	100 kΩ
4 Stück	1 MΩ		

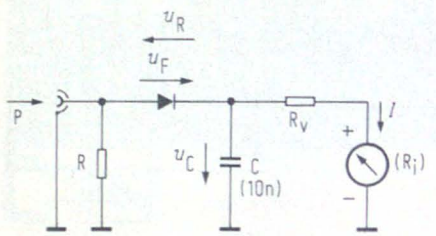
Kondensatoren:
- 2 Stück 22 od. 33 pF
- 3 Stück 50 nF
- 1 Stück 47 od. 68 pF
- 4 Stück 50 nF od. 0,1 µF
- 3 Stück 100 od. 120 pF
- 1 Stück 2,2 od. 3,3 µF
- 2 Stück 180 od. 220 pF
- 3 Stück 47 µF 12/15 V
- 2 Stück 470 od. 510 pF
- 3 Stück 220 µF 12/15 V
- 8 Stück 4,7 od. 15 nF
- 1 Stück 4 pF
- 1 Stück Trimmer 10 mm ∅ 6...25 pF 34 Stück

Sonstiges: Teleskop-Stab-Antenne
- Gebohrte Platine
- 3 Stück Potis 10 bis ca. 100 kΩ
- 1 Stück Lautsprecher 70 mm ∅ 8 Ω
- 1 Stück Gehäuse, gebohrt mit Zubehör
- 4 Stück Drehknöpfe 19 mm ‹
- 1 Stück Feintrieb 50 mm ∅ 270°
- 1 Stück Drehschalter 3x3
- 1 Stück Cinch-Buchse
- 1 Stück Netzanschlußbuchse
- 2 Stück Batterie-Halter (4x Mignon)

Die hier aufgeführten Bauteile sind einzeln oder geschlossen bei Fa. Funk + Elektronik, Postfach 9146, 5300 BN Bad Godesberg 10, erhältlich.

Hf-Wattmeter – dimensioniert mit einem programmierbaren Taschenrechner

Bei der hier beschriebenen Problemstellung zeigen sich die Vorteile von programmierbaren Rechnern besonders deutlich. Das in *Tabelle 1* aufgeführte Programm errechnet die Bauelementewerte in der Grundschaltung nach dem *Bild* und ermöglicht schließlich das Aufstellen einer Umrechnungstabelle von einer linearen Instrumentenskala auf die gewünschte Leistungsskala.



Schaltung des Wattmeters, das zum Abgleich eines 2-m-Handfunksprechgerätes benötigt wird.

Das Programm ist für einen Rechner des Typs HP-25 erstellt.

Zur Vereinfachung des Rechnungweges wird angenommen, daß der Lastwiderstand R um Zehnerpotenzen kleiner ist als der Instrumentenvorwiderstand R_V. Ferner wird die Diode als ideal angenommen; ihre Schwellspannung U_F wird allerdings im Programm berücksichtigt.

Die frei wählbaren Werte für den Nennstrom des verwendeten Instruments (I_{max}), für seinen Innenwiderstand (R_i), den Hf-Lastwiderstand R und schließlich für den Skalenendwert der Leistungsskala (P_{max}) werden nach dem Eintippen des Programms eingespeichert ebenso U_F, wobei der Kennlinienverlauf als näherungsweise rechteckig angenommen wird. Das Programm errechnet daraus zunächst die notwendige Sperrspannung der Diode (U_R), den Wert für R_v und die Mindest-Spannungsfestigkeit des Siebkondensators U_c. Der Kapazitätswert von C wurde fest auf 10 nF gelegt, da dieser bei praktisch allen Anwendungsfällen brauchbar ist. Die Tabellierung der Skalenumrechnung ist sehr einfach: Nach Eintippen des jeweiligen Leistungswertes wird sofort der äquivalente Instrumentenstrom errechnet.

Tabelle 2 zeigt das Ergebnis für ein Wattmeter mit 1,5 W Vollausschlag und 50 Ω Anschlußimpedanz. U_F kann mit etwa 0,3 V angesetzt werden, wenn eine Schottky-Diode (z.B. HP 2800) verwendet wird.

Tabelle 3 zeigt schließlich, wie sich die Bauelementewerte und die Skala ändern, wenn ein Vollausschlag von 15 W und eine Dioden-Schwellspannung von 0,7 V eingesetzt werden. U_F wurde deswegen höher angenommen, weil die sich ergebende notwendige Sperrspannung die Serienschaltung von zwei Schottky-Dioden erfordert. Für Frequenzen bis etwa 30 MHz kann man sich allerdings auch mit einer Siliziumdiode genügender Sperrspannung behelfen, wofür ebenfalls U_F = 0,7 V ein guter Näherungswert ist.

Beim praktischen Aufbau ist es wichtig, auf möglichst kurze Anschlußdrähte beim Lastwiderstand, bei der Diode und beim Siebkondensator zu achten, um die Meßgenauigkeit nicht bei hohen Frequenzen zu beeinträchtigen.

Herwig Feichtinger

Tabelle 1. Programm für den HP-25

Nr.	Tasten	Nr.	Tasten
01	RCL 0	18	STO 5
02	RCL 1	19	R/S
03	x	20	RCL 1
04	2	21	x
05	x	22	2
06	f$\sqrt{x}$	23	x
07	RCL 2	24	f$\sqrt{x}$
08	–	25	RCL 2
09	STO 7	26	–
10	RCL 3	27	RCL 4
11	÷	28	RCL 6
12	RCL 4	29	+
13	–	30	÷
14	STO 6	31	g x≧0
15	RCL 7	32	GTO 19
16	2	33	0
17	x	34	GTO 19

Eingabe:

P_{max}	STO 0	I_{max}	STO 3
R	STO 1	R_i	STO 4
U_F	STO 2	f PRGM,	R/S

Ausgabe:

U_R (aus Reg. 5)		Skalentabellierung:
RCL 6	R_v	P eingeben, R/S,
RCL 7	U_c	I(P) wird errechnet

Tabelle 2. Beispiel: 1,5-W-Leistungsmesser

P_{max}	= 1,5 W	I_{max}	= 100 µA
R	= 50 Ω	R_i	= 200 Ω
U_F	= 0,3 V		

Errechnete Werte:

U_R	= 23,89 V
R_v	= 119,27 kΩ
U_c	= 11,95 V

Skalenumrechnung:

P/W	I/µA
0,05	16,2
0,1	24,0
0,2	34,9
0,5	56,7
0,75	70,0
1,0	81,2
1,5	100

Tabelle 3. Beispiel: 15-W-Leistungsmesser

Wattmeter mit	P_{max}	= 15 W
	U_F	= 0,7 V
	I_{max}	= 100 µA
	R_i	= 200 Ω
	R	= 50 Ω
Ergebnis:	U_R	= 76,1 V
	R_v	= 380 kΩ
	U_c	= 38 V

Skalen-umrechnung:	W	µA
	0,5	16,8
	1	24,5
	2	35,3
	3	43,7
	5	57,0
	7	67,7
	10	81,3
	15	100

Literatur

Mäusl, R.: Hochfrequenzmeßtechnik. Verlag Hüthig, Heidelberg 1974.

Nachtrag zum codierten Türöffner

FUNKSCHAU 21/1976, Seite 923

Der Verfasser des Artikels „Codierter Türöffner" hat einen weiteren praktisch realisierbaren Beitrag zu vorhandenen Lösungen geleistet, wobei die Tatsache, daß ein einziger Taster ausreicht, besondere Beachtung verdient.

Ich möchte jedoch – im Sinne einer Systematisierung – einen Pflichtenkatalog für elektronische Selbstbau-Schlösser zur Diskussion stellen. Neben der Forderung nach Betriebszuverlässigkeit sollen folgende Bedingungen erfüllt sein:

1. Der Ziffernvorrat sollte von 0 bis 9 reichen.
2. Die Stellen einer Zahl sollten ohne Zeitbeeinflussung von Bedienungen eindeutig gekennzeichnet werden.
3. die Stellenzahl sollte frei wählbar und mindestens gleich 3 sein.
4. Jede Fehlbedienung sollte erkannt werden und eine Zwangspause (Inaktivierung der Schaltung) erzeugen.
5. Die Mischung von integrierten und diskreten Bauteilen sollte auf ein Minimum beschränkt werden, um eine Verwirklichung durch Drahtwickel-Technik nicht zu erschweren.
6. Die Aufbereitung der Bedienungsimpulse sollte so wirkungsvoll sein, daß Witterungseinflüsse auf die Bedienungselemente und deren Folgen (z. B. Kontaktschwierigkeiten) „verkraftet" werden.

Die Erfüllung dieser Forderungen gestattet die Konstruktion eines einheitlichen Bausteins, der wegen der Erweiterungs- und „Programmier"-Möglichkeiten genügende Sicherheit gegen unbefugtes Öffnen des Schlosses gewährleistet.

Eine Beispielsrechnung soll dies verdeutlichen.

Gegeben: Stellenzahl n: = 6 (Pkt. 3)

Gegeben: Zwangspause T: = 40 s (Pkt. 4)

Nimmt man an, daß ein möglicher Eindringling die Stellenzahl n kennt und daß er bereits nach 1 % der Möglichkeiten die richtige Kombination gefunden hat, so hat er immerhin ca. 111 Stunden probiert.

Volker Knigge

Die Beschreibung eines FM-Handfunksprechgeräts mit einem CMOS-Frequenzsynthesizer in FUNKSCHAU 1976, Heft 18, zog ein derart großes Leserecho nach sich, daß sich Redaktion und Verfasser entschlossen, hierzu im Rahmen des Franzis-Platinenservice die Platinen 7 + 8 herauszubringen und parallel dazu diese Nachbauanleitung zu veröffentlichen.

Herwig Feichtinger

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer

2. Teil: Tips für den Nachbau

Einleitend sei aber bemerkt: Der Bau eines so komplexen Gerätes setzt einige Erfahrung auf dem Gebiet der Hf-Technik voraus; ferner sind zum Abgleich verschiedene Meßgeräte – 10-MHz-Oszillograf, 200-MHz-Frequenzzähler, Wattmeter – erforderlich, über die sicher nicht jeder Hobby-Elektroniker verfügt. Ein passendes Wattmeter wurde bereits in Heft 1/77, S. 38, beschrieben.

Wie bereits in der Beschreibung der Schaltung [1] erwähnt, enthält das Gerät zwei Platinen: eine für die Synthesizer-Frequenzaufbereitung und eine Platine, die Sender, Empfänger und Sende-Empfangs-Umschaltung beinhaltet (*Bild 1*).

Aufbau

Um die Notwendigkeit umständlicher Abschirmmaßnahmen zu umgehen, ist die Bestückungsseite dieser Platinen (FS 7 + 8) mit einer durchgehenden Massefläche versehen, die nur an den Bauelementelöchern, die nicht nach Masse führen, freigeätzt ist. Für Hf-Schaltungen hat sich diese Aufbaumethode sehr bewährt. Bei der Bestückung ist aber zu beachten: Die meist stehenden Bauelemente sind so in die Platine zu stecken, daß das längere Drahtende nach Masse führt. Dieses ist dann auch auf der Bestückungsseite zu verlöten.

Bild 2 zeigt den Bestückungsplan für die Synthesizer-Platine (*Bild 3*), die Sender-Empfänger-Platine zeigt *Bild 4*, den Bestükkungsplan hierzu *Bild 5*. Die Bezugsquellen für die wichtigsten Spezialteile sind in *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Auf der Synthesizer-Platine werden Vogt-Spulenbausätze ohne Kernschalen verwendet. Die dem jeweiligen Kreis zugehörige Koppelwicklung (nur bei den VCOs vorhanden) wird in die unterste Wickelkammer gelegt, ihre Enden werden zu den beiden Stiften auf der Seite des Abgleichloches geführt. Die Schwingkreiswicklung sitzt in der größeren, mittleren Kammer und ist mit den beiden übrigen Stiften verbunden; der Wicklungssinn spielt dabei keine Rolle. Die Spulen L1, L4 und L5 werden ohne Körper direkt auf kurze 3-mm-Ferritkerne gewickelt (*Bild 6* zeigt den Aufbau der verwendeten Spulen).

Man beginnt bei der Bestückung am besten mit den IS-Fassungen (besonders bei CMOS-IS ist die Verwendung von Fassung sehr empfehlenswert), den bipolaren Transistoren und den Dioden. Nach dem Einlöten der passiven Bauelemente können dann auch die Spulen, das Relais und die Filter eingestzt werden. Erst danach sollten, nach einer nochmaligen Kontrolle, die CMOS-IS eingesteckt werden. Diese IS sind *äußerst empfindlich* gegenüber statischer Aufladung. *Anschlüsse nicht mit den Fingern berühren!* Bewährt hat sich die Methode, vor dem Entfernen der Al-Folie einen dünnen Draht auf beiden Seiten durch die Anschlüsse zu fädeln und ihn erst nach dem Einsetzen in die Fassung wieder zu entfernen.

Dieses 80-Kanal-Handfunkgerät für das 2-m-Band können sich versierte Amateure selbst bauen. Im Franzis-Platinenservice stehen hierzu die Platinen FS 7 und FS 8 zur Verfügung

Abgleich der Platinen

Nachdem die 16 Dioden in die Codierschalter eingelötet sind und die Verbindungen von ihnen zur Synthesizer-Platine hergestellt sind, empfiehlt es sich, zunächst die Frequenzaufbereitung abzugleichen, ohne die Sender-Empfänger-Platine anschließen. Zu diesem Zweck werden an den Betriebsspannungseingang und an „+E" +12 V gelegt. Die Stromaufnahme muß etwa 10 mA betragen.

Zuerst sollte der Rückmischoszillator abgeglichen werden. Dazu ist ein UKW-Fre-

Herwig Feichtinger wurde 1952 in Landsberg am Lech geboren und wuchs in Oberstdorf auf, wo er das mathematisch-naturwissenschaftliche Gymnasium besuchte. Seit 1972 studiert er an der Fachhochschule in München Nachrichtentechnik. Zu diesem Zeitpunkt begann er auch mit dem Schreiben von Fachaufsätzen, seit 1973 auch für die FUNKSCHAU. Zu seinen Hobbys gehören Amateurfunk und Musik.

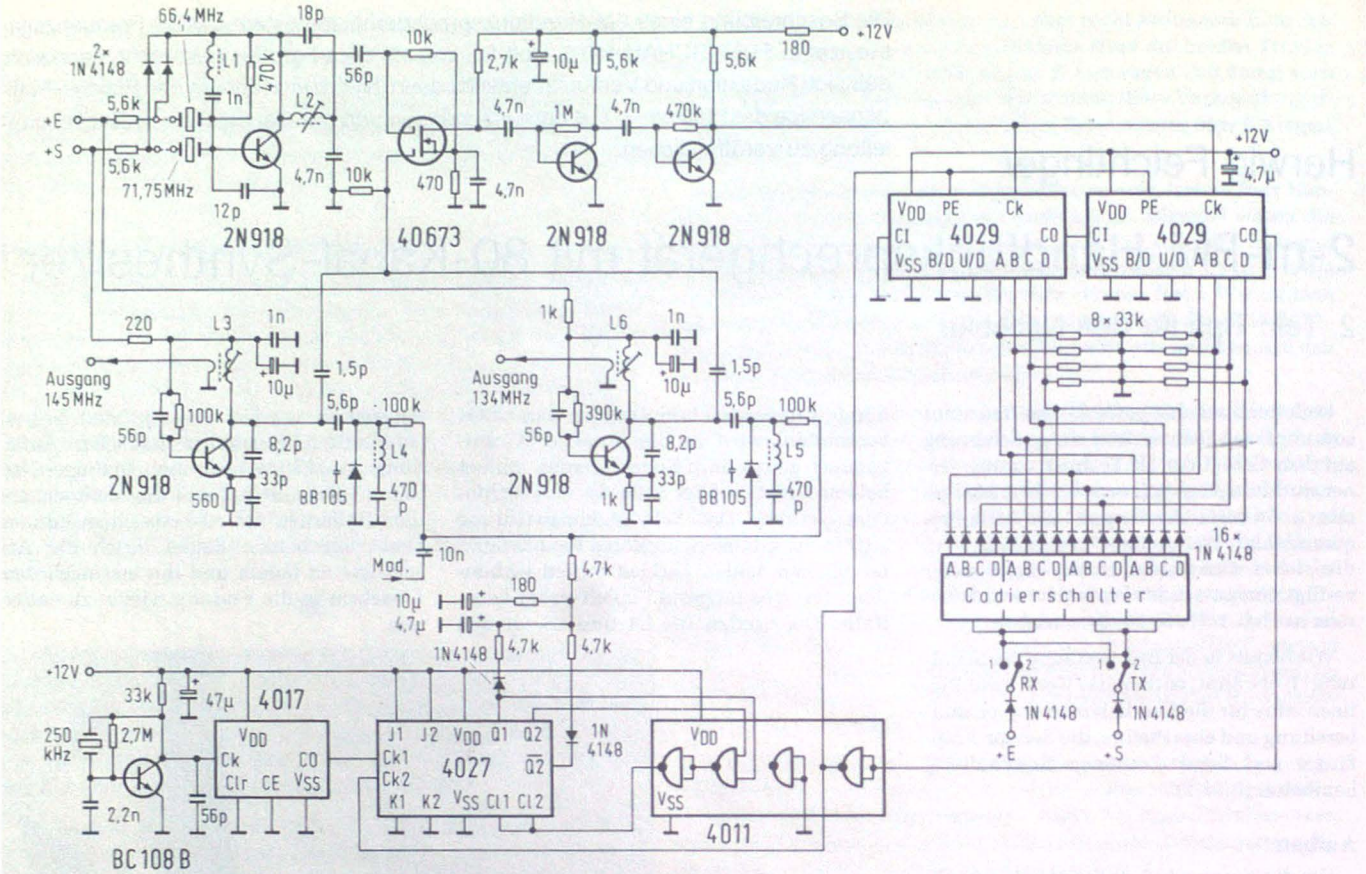
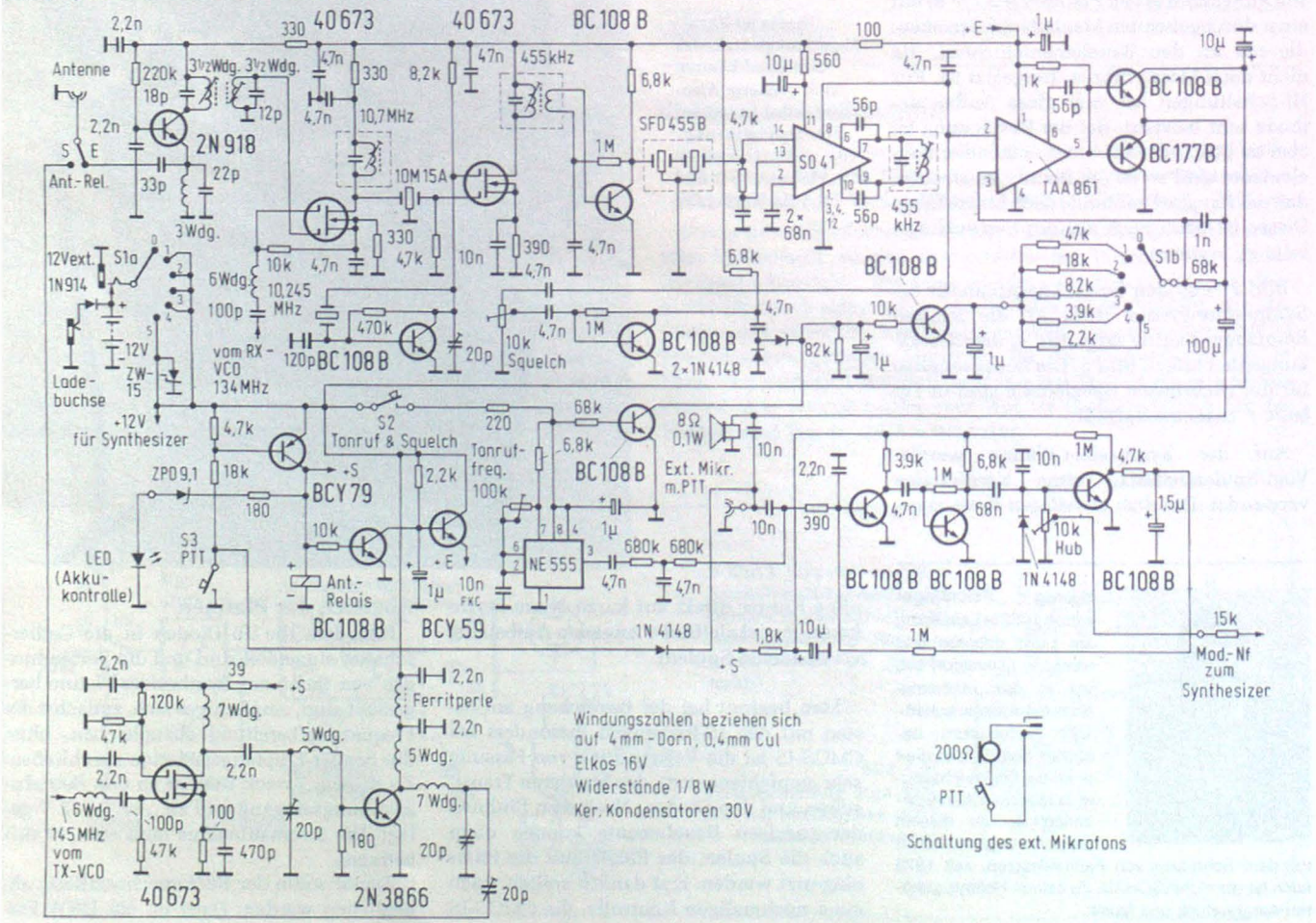


Bild 1. Schaltung des Handfunksprechgeräts. Sie weist gegenüber der in Heft 18/76 veröffentlichten Schaltung einige Verbesserungen auf (Oben: Synthesizer. Unten: Sender/Empfänger)



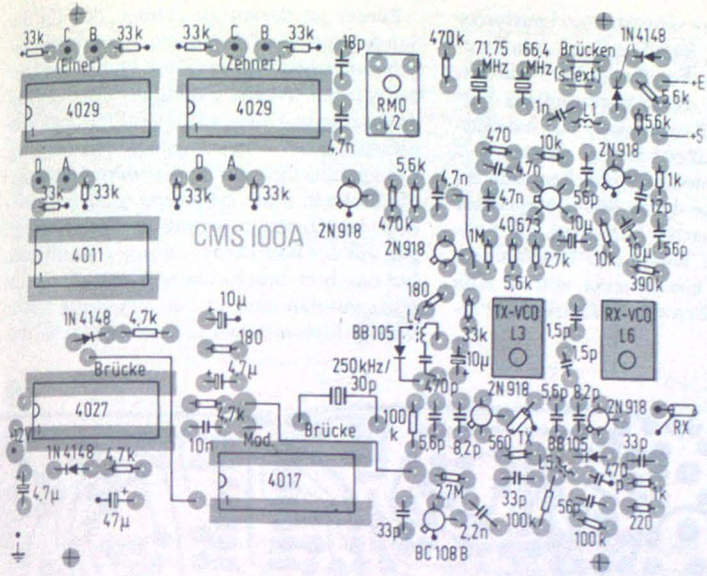


Bild 2.
Bestückungsplan der Synthesizerplatine

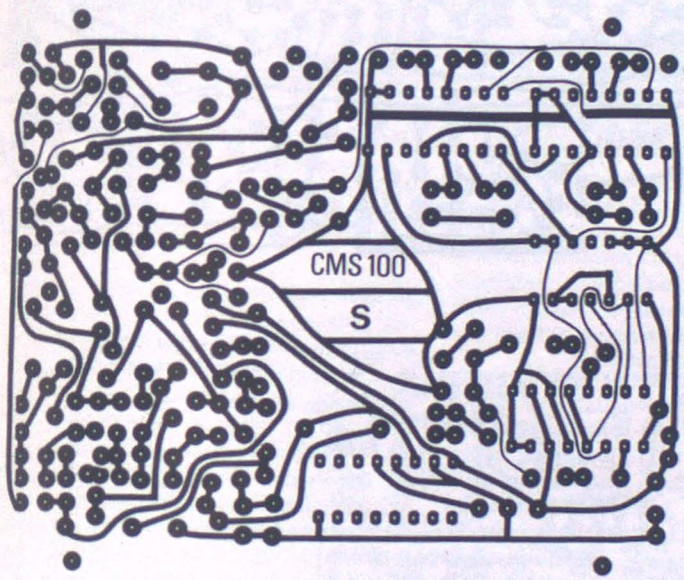


Bild 3.
Die Synthesizerplatine FS 8

quenzzähler ausreichender Empfindlichkeit über einen kleinen Koppelkondensator von etwa 1pF an den Kollektor des Oszillatortransistors anzuschließen.

Die Schwingfrequenz soll genau 66,4 MHz betragen; sollte dies auf Grund von Quarztoleranzen nicht der Fall sein, kann durch Ersetzen der in Serie zum jeweiligen Quarz liegenden Brücke durch einen kleinen Kondensator von einigen pF oder eine Spule mit wenigen Windungen eine Korrektur vorgenommen werden.

Der entsprechende Abgleich für 71,75 MHz wird dann durch Umklemmen der Betriebsspannung von „+E" auf „+S" vorgenommen.

Anschließend wird der Frequenzzähler an den Kollektor des 250-kHz-Oszillators gelegt. Da die Schaltung relativ hochohmig ist, muß u.U. ein 10:1 Tastkopf verwendet werden, um den Oszillator nicht zu sehr zu belasten. Eine geringe Abweichung von 250 kHz stört nicht, da davon nur der Abstand der Kanäle untereinander betroffen wird. Die zulässige Quarztoleranz ist etwa 10^{-4}. Mit dem Oszillograf ist zu kontrollieren, ob die Amplitude mindestens etwa 5 Vss beträgt.

Schließlich werden die VCO-Ausgänge nacheinander mit dem Frequenzzähler verbunden und L3 und L6 auf die jeweilige Sollfrequenz eingestellt. Die Frequenz muß dabei deutlich auf dem eingestellten Kanal einrasten. Ist das nicht der Fall, so kann man sich von der vorschriftsmäßigen Funktion des Rückmischers überzeugen, indem der Oszillograf über einen 10:1-Tastkopf an den Kollektor des zweiten Rückmischverstärker-Transistors angeschlossen wird. Die Rückmischfrequenz soll eine Amplitude von min. etwa 6 Vss aufweisen. Insbesondere bei tiefen Frequenzen ist ihre Kurvenform nicht sinusförmig, sondern sichtbar begrenzt.

Durch Schalten der Kanäle 20 bis 99 ist nachzuprüfen, ob die Regelschleife auch nach kurzem Abtrennen der Betriebsspannung wieder einrastet, und zwar getrennt für Sender- und Empfänger-VCO.

Wenn der Frequenzsynthesizer abgeglichen ist, kann er mit der Sender-Empfänger-Platine verschaltet werden. *Bild 7* zeigt die hierfür notwendigen Verbindungen. Beim Anschalten der Betriebsspannung ist im Lautsprecher sofort ein Rauschen zu hören. Die Stromaufnahme der Gesamtschaltung darf etwas über 30 mA betragen (Rauschsperre geöffnet).

Für den weiteren Abgleich ist es unbedingt erforderlich, ein gut hörbares, aber noch verrauschtes Signal zu empfangen, das entweder von einer nahegelegenen Relaisfunkstelle stammt oder einem Empfänger-Meßsender entnommen wird. An Pin 14 der IS SO 41 wird über einen 10:1-Tastkopf der Oszillograf angeschlossen, so daß die Zf am Schirm sichtbar ist. Das Bandfilter in der Hf-Vorstufe (145 MHz) kann nun auf Maximum abgeglichen werden, ebenso die Zf-Filter. Der Diskriminatorkreis am S041 wird lediglich auf maximale Wiedergabelautstärke eingestellt.

Wer über einen Wobbel-Meßsender verfügt, kann die Durchlaßkurve durch optimalen Abgleich fast rechteckig einstellen. Dabei ist es auch wichtig, mit dem dafür vorgesehenen 20-pF-Trimmer den 10,245-MHz-Quarz auf seine Sollfrequenz zu ziehen. Wer über keine Wobbelmöglichkeit verfügt, kann statt dieses Trimmers auch einen Festkondensator von etwa 12...18pF einlöten.

Das Squelch-Trimmpoti wird schließlich noch kurz vor dem Einsatz des Rauschens eingestellt. Der Abgleich des Empfängers ist damit abgeschlossen. Durch Druck auf die Tonruf-Taste muß sich die Rauschsperre wieder öffnen lassen.

Da hierbei gleichzeitig auch der Tonrufoszillator anschwingt, läßt sich durch Anschließen des Frequenzzählers an Pin 3 der IS 555 auch in der Betriebsart Empfang die Sollfrequenz von 1750 Hz leicht einstellen.

Wenn die Sendetaste gedrückt wird, leuchtet die Kontroll-LED auf, solange die Betriebsspannung noch über 11 V liegt (das ist die Entladeschlußspannung üblicher NiCd-Akkus). Die Trimmer im Sender werden einfach auf maximale Hf-Ausgangsleistung abgeglichen.

Schließlich werden noch Sende- und Tonruf-Taste gleichzeitig gedrückt; der FM-Hub soll auf etwa ±4 kHz eingestellt werden. Wer über keinen geeichten Hubmesser verfügt, kann sich auch durch Abhören mit einem Zweitempfänger behelfen. Das Heranziehen des Tonrufs zur Hubmessung ist deshalb sinnvoll, weil wegen der automatischen Hubregelung im Modulationsverstärker Sprachhub und Tonrufhub identisch ist, solange die Nf-Eingangsspannung über dem Regeleinsatz liegt.

Sollte bei Verwendung des Lautsprechers als Mikrofon die Modulation zu dumpf klingen, kann eine gewisse Verbesserung durch Einfügen eines R-C-Hochpasses (ca. 10 nF/10 kΩ) zwischen Hub-Trimmpoti und Synthesizer-Modulationseingang erzielt werden.

Einbau der Platinen in ein Gehäuse

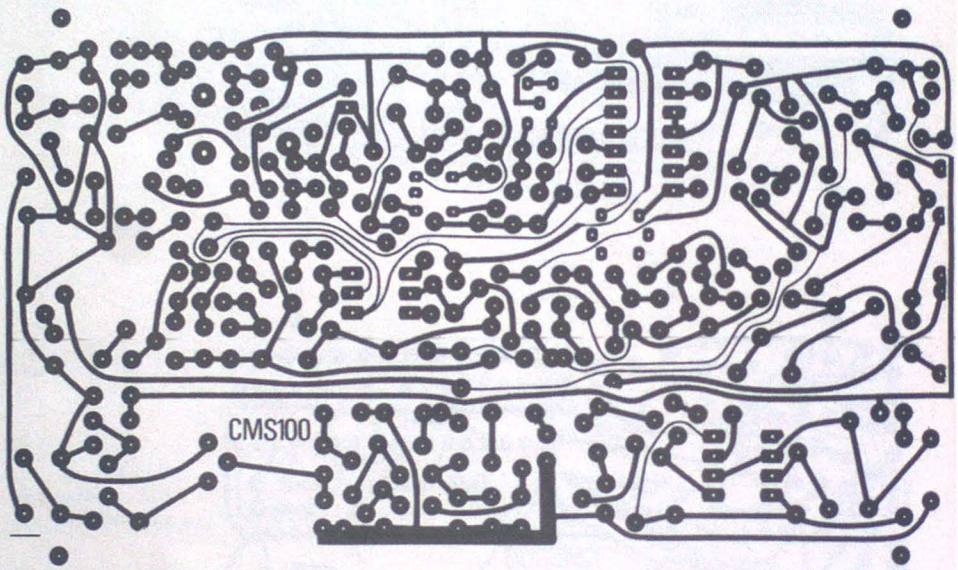
Wegen der durchgehenden Massefläche auf den beiden Platinen treten beim Zusammenbau des Geräts meist keine Abschirmprobleme auf. Es ist aber erforderlich, ein Metallgehäuse zu verwenden, dessen einzelne Teile einwandfrei leitend miteinander verbunden sind. Undefinierte Übergangswiderstände können zu hörbaren Kratzgeräuschen, besonders auf der Sendermodulation, und zu Hf-Rückwirkungen von der (meist aufgesteckten) Antenne in die Frequenzaufbereitung führen.

Falls bei großer eingestellter Lautstärke eine „akustische" Rückkopplung vom Lautsprecher auf den Empfänger-VCO auftritt, kann diese meist durch gegenseitiges Verkleben der VCO-Bauelemente mit handelsüblichem Alleskleber beseitigt werden. Der Effekt kann auftreten, weil mechanische Erschütterungen, die durch den Lautsprecher hervorgerufen werden, die quasi als Kondensatormikrofon wirkenden Bauelemente in ihren Werten beeinflussen und so eine Frequenzmodulation der VCO-Frequenz ergeben.

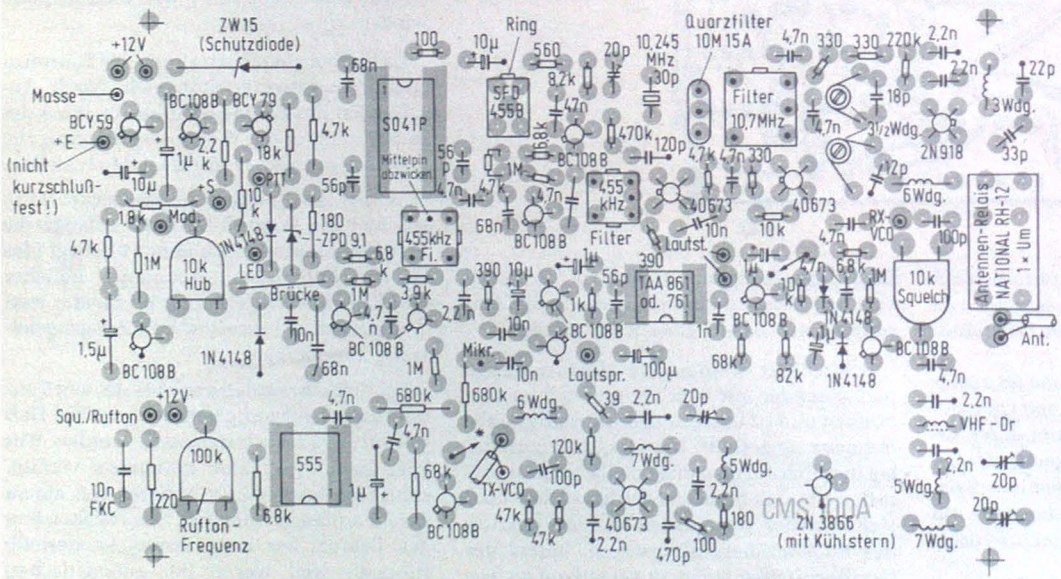
Ferner ist darauf zu achten, daß für die Sende- und die Tonruftaste nur Ausführungen mit einwandfreier Kontaktgabe verwendet werden. Wegen der elektronischen Sende-Empfangs-Umschaltung führen auch hier undefinierte Übergangswiderstände zu Kratzgeräuschen auf der Sendermodulation. Synthesizer sind erfahrungsgemäß besonders empfindlich gegenüber Störspannungen auf der Betriebsspannung. Das gilt auch für das hier beschriebene Gerät, denn aus Platzgründen sind in der Schaltung relativ wenige Siebmittel vorhanden (was ja bei Bat-

Bezugsquellen der wichtigsten Spezialteile

Relais National RH-12, 1xUM, 12 V
Fa. SDS, Fichtenstr. 5, Deisenhofen
Quarzfilter 10 M 15 A
Erika Helpert, Oberer Kirchwiesenweg 7 a, 6000 Frankfurt 56
Keramikfilter SFD 455 B
Radio-Rim, Bayerstr. 25, 8000 München 2
Miniaturfilter 10,7 MHz „FM-2" und Subminiaturfilter 455 kHz „AM-2"
Fa. CONRAD, Fach F 107, 8452 Hirschau
Subminiatur-Trimmer 6-22 pF, Typ 5S-Triko-03
Fa. Bürklin, Schillerstr. 40, 8000 München
Kodierschalter CHERRY T-50, vierstellig mit Endkappen, BCD
Fa. Bürklin (s.o.)
Alle Spezialteile inkl. der Quarze, Bausätze sowie Fertiggeräte liefert die Fa. Josef Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, Tel. 4 30 27 71



▲ Bild 4. Die Platine Sender/Empfänger FS 7



◀ Bild 5. Bestückungsplan Sender/Empfänger

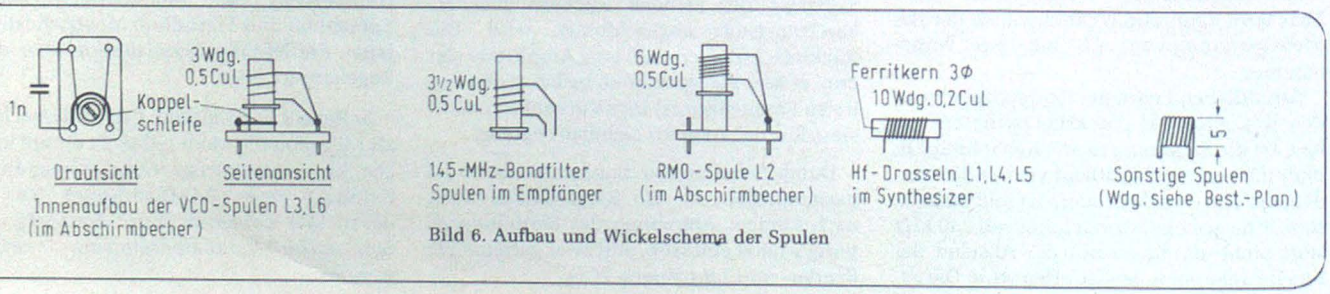


Bild 6. Aufbau und Wickelschema der Spulen

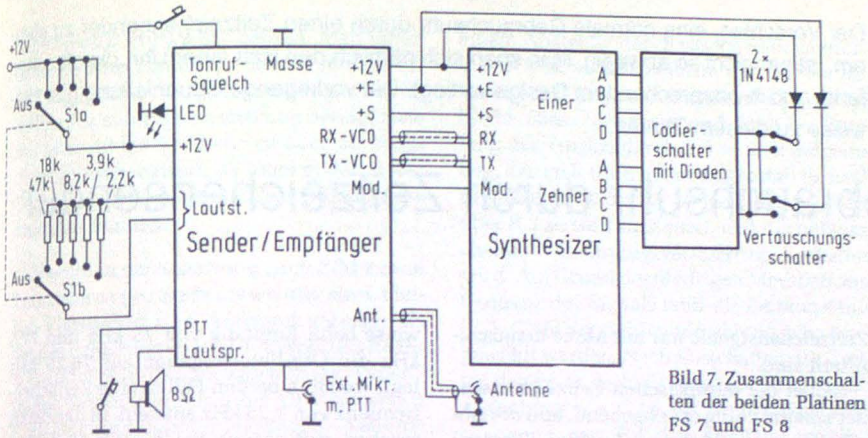


Bild 7. Zusammenschalten der beiden Platinen FS 7 und FS 8

teriebetrieb auch völlig unproblematisch ist). Bei der Verwendung externer Spannungsquellen, wie Netzgeräte oder Kfz-Bordnetze, ist daher eine ausreichende Siebung von großer Bedeutung.

Falls über eine Schaltbuchse der geräteeigene Lautsprecher abgeschaltet und eine externe Ausführung verwendet wird, ist diese bei Senden auch wieder als Mikrofon wirksam. Solch ein externer Mikrofonlautsprecher kann besonders bei Mobilbetrieb nützlich sein. Die Leitung der Sendetaste wird dann einfach über einen 10-kΩ-Vorwiderstand an den Eingang für das externe Mikrofon geführt, so daß keine zusätzliche Buchse benötigt wird.

Im Mustergerät fand als Stromversorgung ein NiCd-Akku mit 225 mAh Kapazität Verwendung (DKZ 225). Mit ihm ergibt sich eine durchschnittliche Betriebsdauer von etwa fünf Stunden je Ladung. Wenn die Spannung unter 11 V sinkt, ist der Akku praktisch leer, bei Senden leuchtet die LED dann nicht mehr auf und signalisiert dadurch die Notwendigkeit des Aufladens. Das sollte etwa 14 Stunden lang mit einem Strom von 23 mA geschehen.

Wenn das Absinken der Spannung nicht beachtet wird, arbeitet ab etwa 10 V der programmierbare Teiler nicht mehr einwandfrei. In der oberen Bandhälfte, also dort, wo die höchste Rückmischfrequenz auftritt, rastet der Synthesizer dann nicht mehr auf der Sollfrequenz, sondern z.B. einen Kanal zu hoch.

Wenn sich dieser Effekt bereits im normalen Betriebsspannungsbereich bemerkbar macht, sind die verwendeten Teiler (4029) u.U. zu langsam. Dieser Effekt ergab sich beim Mustergerät vor allem bei IS der Herstellerfirma Texas Instruments, während bei IS von Fairchild, RCA und Solitron dieser Fehler nicht auftrat. In manchen Fällen kann es jedoch erforderlich sein, einen im Teiler erzeugten „unlogischen" Störimpuls durch einen kleinen Kondensator von etwa 56 pF von Pin 1 nach Pin 16 zu dämpfen (2).

Es ist leicht zu erkennen, daß der Bau solch eines Handfunksprechgeräts mit CMOS-Synthesizer manche Probleme aufwirft, die teilweise von TTL-Synthesizern nicht bekannt sind, sondern erstens aus den besonderen Eigenarten der CMOS-IS und zweitens aus der besonders geringen Gerätegröße resultieren. Trotzdem ist gerade hier der Selbstbau lohnend, da vergleichbare Geräte noch nicht im Handel sind.

Selbstbau einer Wendelantenne

Wendelantennen erfreuen sich in letzter Zeit weiter Verbreitung; sie haben zwar gegenüber einem Viertelwellenstab einen Verlust von etwa 3...4 dB, sind aber sehr handlich.

Als Ausgangsmaterial eignet sich am besten eine sogenannte „Schrauben-Druck-Feder" mit einem Außendurchmesser d = 9 mm, einem Windungsabstand a = 2,5 mm und einer Drahtstärke von etwa 1,5 mm. *Bild 10* zeigt, wie die Feder mit dem Stift eines BNC-Steckers durch Anlöten eines kurzen Drahtes verbunden werden kann. Die notwendige Länge der Feder beträgt etwa 15 cm; es empfiehlt sich aber, von einem etwa 20 cm langen Stück auszugehen und durch stufenweises Abschneiden in Verbindung mit einem Stehwellen-Meßgerät den genauen Wert zu ermitteln. Die Verstimmung durch ein späteres Überziehen

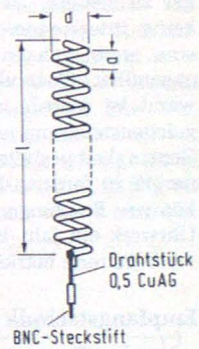


Bild 10. Wendelantennen kann man auch selbst bauen

mit Schrumfschlauch ist praktisch vernachlässigbar. Vorher muß aber der Antennenfuß (etwa die unterste halbe Windung) in den BNC-Stecker eingegossen werden, wofür sich handelsübliche Epoxid-Kleber wie z.B. „UHU-Plus" bestens eignen. Aus Gründen der mechanischen Stabilität sollte der Schrumpfschlauch bis über den Ansatz des BNC-Steckers gezogen werden.

Literatur

[1] Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1976, Heft 18

[2] Datenblatt CD 4029 A. RCA, File No. 931

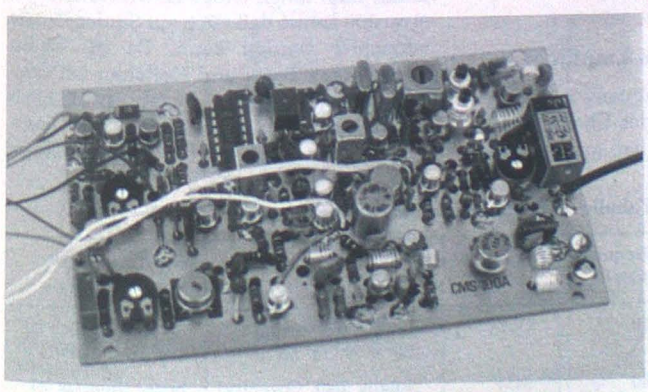


Bild 8. Fertig bestückte Platine Sender/Empfänger

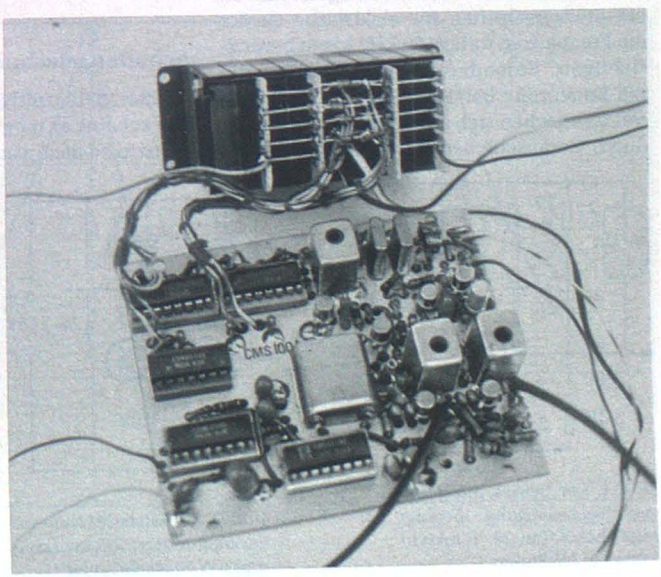


Bild 9. ▶ Synthesizerplatine Codierschalter

Herrmann Schreiber

Der Vorschlag, eine normale Gebrauchsuhr durch einen Zeitzeichensender zu steuern, ist gar nicht so abwegig. Man spart sich nämlich den Bau einer Uhr, die oft schon fertig und in ansprechendem Design vorliegt. Die vorliegende Bauanleitung gibt Hinweise zu diesem Thema.

Steuerung einer Gebrauchsuhr durch Zeitzeichensender

1. Teil

In großen Teilen Europas ist der Empfang der im Frequenzbereich 50...77,5 kHz arbeitenden Zeitzeichensender möglich. Die niedrigen Sendefrequenzen ergeben gute Ausbreitungsbedingungen, gestatten die Verwendung von kleinen Ferritantennen (50 mm x 4 mm) und lassen sich mit geringem Aufwand verstärken. Es wird damit möglich, Gebrauchsuhren durch Zeitzeichenempfänger zu steuern. Da für diese Anwendung keine integrierten Schaltungen verfügbar sind, ergibt sich ein gewisser Mehraufwand gegenüber Quarzuhren. Dieser Mehraufwand ist jedoch vertretbar, da die Zeitzeichensteuerung eine wesentlich höhere Genauigkeit gestattet, ohne höhere Speiseenergie zu fordern. Im beschriebenen Gerät können Empfänger, Vergleichslogik und Uhrwerk ein Jahr lang an einer normalen 1,5-V-Batterie betrieben werden.

Empfangstechnik

Vor dem Entwurf des Gerätes wurden die bei Empfang von 400...500 km entfernten Zeitzeichensendern verfügbaren Antennenspannungen messen. Bei Verwendung von Ferritstäben von 50 mm Länge und 4,1 mm Durchmesser lagen diese Spannungen in der Größenordnung von 100 µV. Den höchsten Wert lieferte die am weitesten entfernte Station DCF 77, deren Sendeleistung im Sommer 1975 auf 50 kW erhöht wurde. Diese Spannungswerte reichen aus, um die Verwendung eines Geradeausempfängers zu gestatten.

Eine hohe Trennschärfe ist jedoch erforderlich, da das erwähnte Frequenzband dicht mit Diensten aller Art belegt ist und da die Störvorschriften für elektrische Geräte die Frequenzen unter 150 kHz kaum berücksichtigen. Besonders Heimwerkgeräte, deren Entstörung bei 150 kHz noch einwandfrei ist, machen sich auf tieferen Frequenzen durch Geräusche bemerkbar, aus denen die Zeitzeichensignale nur mit Mühe herauszufiltern sind.

Keiner der europäischen Zeitzeichensender arbeitet völlig durchgehend, und die Abschaltpausen (Wartung, Gewitter, Pannen) betragen bis zu 4 h. Wenn im Laufe dieser Zeit die Eigenabweichung des Uhrwerks mehr als 0,5 s beträgt, dann wird der Fangbereich der Phasenvergleichsschaltung verlassen. Da ein entsprechend genaues Werk recht aufwendig ist, erschien es vorteilhafter, ein normales elektromechanisches Uhrwerk zu verwenden, und den Empfänger so auszulegen, daß er gleichzeitig zwei Frequenzen empfängt. Dazu kann man sich aus *Tabelle 1* zwei für den Empfangsort geeignete Stationen heraussuchen. Besser ist es, mit einem Kontrollempfänger (ein sehr einfaches Gerät wird in einem folgenden Beitrag beschrieben) die Empfangsqualität der Zeitzeichensignale in einem Dauerversuch besonders auf Störfreiheit zu überprüfen. Die theoretische Wahrscheinlichkeit eines gleichzeitigen Ausfalls von zwei Sendern beträgt etwa 30 min im Jahr. In der Praxis dürfte sie niedriger liegen, da die regelmäßige Wartung bei den vier Sendern nie gleichzeitig vorgenommen wird. Außerdem wird die Betriebssicherheit der Sender laufend verbessert.

Belanglos für die geplante Anwendung sind die von den einzelnen Sendern verschiedentlich kodierten Zusatzinformationen wie Minutenkennung, Rufzeichen, Zeitangabe. Zu beachten ist deshalb nur, daß alle Sender zu Beginn fast jeder Sekunde ihren Träger während mindestens 100 ms stark reduzieren oder ganz abschalten.

Schaltungstechnik des Empfängers

Zum gleichzeitigen Empfang zweier Sender scheint es möglich, das Überlagerungsprinzip so anzuwenden, daß man beispielsweise beim Empfang von 75 kHz und 77,5 kHz die Oszillatorfrequenz auf 76,25 kHz legt, wobei in beiden Fällen eine Zwischenfrequenz von 1,25 kHz entsteht. In der Praxis ergeben sich jedoch bei diesem Verfahren Schwebungen zwischen den beiden Zwischenfrequenzen, deren Periodendauer in der Größenordnung der Dauer der Empfangssignale liegen kann. Es ist deshalb sicherer, die beiden Empfangsfrequenzen bis zur Demodulation getrennt zu filtern.

Auf Grund der begrenzten Speiseleistung ist es nicht möglich, mit Kollektorruheströmen von mehr als 10 µA pro Stufe zu arbeiten. Die in Rundfunkempfängern übliche Schaltung, in *Bild 1* mit entsprechenden Widerstandswerten bestückt, zeigt dann einen Eingangswiderstand von mehreren 100 kΩ. Andererseits bedingt die geringe Betriebsspannung eine hohe Rückwirkungskapazität, da die Basis-Kollektor-Diode des Transistors Eigenschaften besitzt, die denen einer Abstimmdiode nicht unähnlich sind. Die hohen Werte des Eingangswiderstands und der Basis-Kollektor-Kapazität bedingen eine sehr starke innere Rückwirkung, so daß wilde Schwingungen nur bei sehr sorgfältiger Neutralisation (C_n) vermieden werden können. Dadurch wird der Abgleich der Schaltung sehr langwierig.

Bedeutend problemloser arbeitet die Schaltung in *Bild 2*. Hier steuert der Emitterfolger T 1 den in Basisschaltung arbeitenden T 2 an. Dieser Pufferbetrieb ergibt eine sehr geringe Rückwirkung, so daß auf Neutralisation verzichtet werden kann. Bei einem Kollektorruhestrom von 4....5 µA pro Transistor erhält man einen Eingangswiderstand von etwa 500 kΩ, so daß auch auf Spulenabgriffe verzichtet werden kann. Da bei beiden Transistoren Basis und Kollektor auf demselben Gleichpotential liegen, ist die Emitter-Kollektorspannung gleich der Basisschwellspannung, die bei dem gewählten

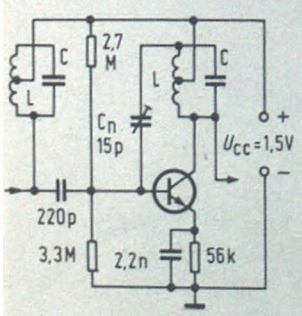


Bild 1. Der Betrieb mit geringer Speiseleistung bedingt eine hohe innere Rückwirkung bei Hf-Stufen

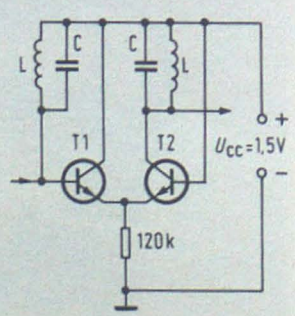


Bild 2. Hf-Verstärkerstufe mit geringer innerer Rückwirkung und µW Speiseleistung

Tabelle 1. Europäische Zeitzeichensender

Frequenz (kHz)	Rufzeichen	Standort	Abschaltung zur Wartung
50	OMA	Liblice (östl. Prag) 50° 4' N, 14° 53' 0	Erster Mittwoch im Monat, 5 h bis 11 h
60	MSF	Rugby (östl. Coventry) 52° 22' N, 1° 11' W	Erster Dienstag im Monat, 10 h bis 14 h
75	HGB	Prangins (nördl. Genf) 46° 24' N, 6° 15' 0	
77,5	DCF	Mainflingen (östl. Frankfurt a. Main) 50° N, 9° 0' E	Zweiter Dienstag im Monat, 4 h bis 8 h

Arbeitspunkt etwa 0,5 V beträgt. Man erhält dadurch eine zumindest in der letzten Hf-Stufe günstige Signalbegrenzung. Die erzielbare Spannungsverstärkung beträgt zwar nur etwa 10 bis 15, mehr ist aber durchaus nicht wünschenswert, da sonst in den ersten Stufen Kreuzmodulationen mit Störsignalen auftreten können.

Obwohl in der Schaltung nach Bild 2 zwei Transistoren pro Stufe notwendig sind, bleiben Platzbedarf und Aufwand geringer als bei der Schaltung in Bild 1, besonders da für T 1 und T 2 auch „minderwertige Typen" (meist Typen, die nur 5 bis 10 V zwischen Kollektor und Emitter vertragen) geeignet sind, wenn ihre Stromverstärkung bei $I_C = 5$ µA mindestens 30 beträgt.

Wie *Bild 3* zeigt, wird gleichzeitige Verstärkung zweier Frequenzen möglich, wenn man im Eingang und im Ausgang zwei entsprechend abgestimmte Schwingkreise hintereinanderschaltet. Besonders bei geringem Abstand zwischen diesen Frequenzen treten Verkopplungen und verschiedenartige Rückwirkungen auf, so daß eine auf beiden Frequenzen etwa gleiche Verstärkung nur erhalten werden kann, wenn man den auf die tiefere abgestimmten Kreis an + V_{CC} (Masse) legt, und für ihn ein niedrigeres L/C-Verhältnis wählt als für den zweiten.

Ausgeführte Empfängerschaltung

Die Empfängerschaltung in *Bild 4* enthält drei wie in Bild 3 geschaltete Hf-Stufen. Die Schwundregelung (T 4) beeinflußt nicht, wie bei Analogsignalen (Rundfunk) üblich, die erste Stufe, sondern die zweite. Die dabei möglichen Verzerrungen sind bei Logiksignalen belanglos und führen sogar zu einer wünschenswerten Amplitudenbegrenzung.

Um die Ausgangskreise nicht zu stark durch die Demodulatordiode D 1 zu bedämpfen, wurde die Kollektorstufe T 8 nachgeschaltet. Durch sie erhält man auch einen Abgleich der Basisschwellspannungen. R 4 ist so einzustellen, daß T 9 bei Ruhebetrieb (Tastpausen der Sender) gesättigt bleibt. Diese Sättigung wird dann bei Empfang des Trägers durch T 8 so weit aufgehoben, daß an R 6 ein Spannungsabfall (je nach Signalstärke 0,8...1,3 V) entsteht, der T 4 über R 3 so weit aufsteuert, daß die entsprechende Spannungsverstärkung erhalten wird. Auf Grund der niedrigen Modulationsfrequenz des Signals muß die Zeitkonstante (R 3, C 10) der Schwundregelung sehr hoch gewählt werden. Nach Einschalten des Gerätes dauert es deshalb mehr als 10 s, bis die Aufladung von C 10 auf die Basisschwellspannung von T 4 den Empfang möglich macht.

Wenn keiner der zu empfangenden Sender mehr als 300 km entfernt ist, kann die erste Stufe weggelassen werden. Die Ferritantennen L 1-C 1 und L 2-C 2 sind dann in die Basisleitung von T 3 zu legen. Bei größerer Entfernung zu den Sendern ist das Weglassen der ersten Stufe möglich, wenn für die Antennen 10...20 cm lange und 8...10 mm starke Ferritstäbe verwendet werden. Zumindest bei nahe beieinanderliegenden Empfangsfrequenzen müssen, zur Vermeidung von Verkopplungen, diese Stäbe in einer Entfernung von mehr als 20 cm aufgestellt werden. Bei 5 cm langen Stäben genügt dagegen ein Abstand von 10 cm.

Die am Mustergerät aufgenommene Selektivitätskurve in *Bild 5* zeigt eine 3-dB-Bandbreite von etwa 100 Hz. Die Phasendrehung der Abstimmkreise ergibt eine besonders hohe Selektivität in der Lücke zwischen den beiden Nutzfrequenzen. Es wird damit bei Empfang von DCF + HGB auch möglich, mit einer einzigen, auf diese Lücke abgestimmten Ferritantenne zu arbeiten, die man so ausrichtet, daß beide Stationen etwa gleich stark empfangen werden. Die Störanfälligkeit wird dann allerdings etwas höher als bei Verwendung von zwei Antennen.

Aufbau des Empfängers

Als Träger für die Antennenspulen (*Bild 6*) wurde ein um den Ferritstab gewickelter und in sich verklebter Papierstreifen verwendet. Zur Verringerung der dielektrischen Verluste wurde die Spule in zwei mehrlagige Wicklungen (Hf-Litze 10x0,04 oder 10x0,05 CuLS) ausgeführt. Die Windungszahlen betragen: 390 für DCF (C = 1 nF), 400 für HGB (C = 1 nF), 410 für MSF (C = 1,5 nF) und 400 für OMA (C = 2,2 nF). Sie gelten für einen Hohlstab 50x4,1 mm, Ferroxcube 3 B (Valvo).

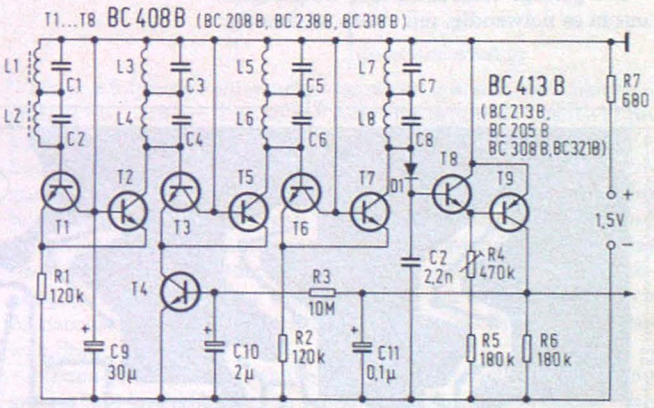


Bild 4. Gesamtschaltung des Empfängers. Der Sparbetrieb ergibt hohe Eingangsimpedanzen der Transistoren, so daß Anpassung ohne Spulenabgriffe möglich ist.

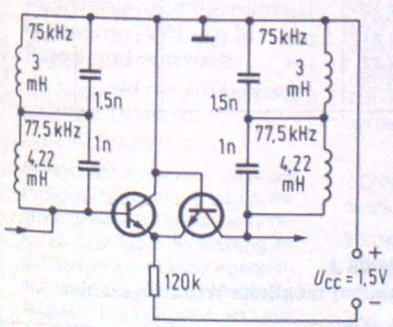


Bild 3. Gleichzeitige Verstärkung zweier Frequenzen durch hintereinander geschaltete Schwingkreise

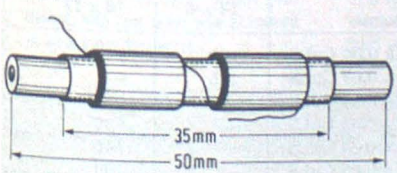


Bild 6. Bewicklung der Antennenstäbe

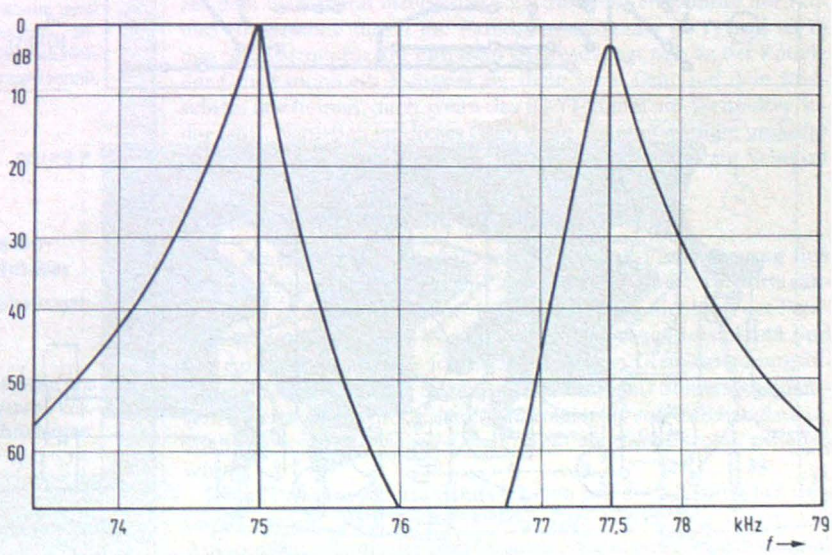


Bild 5. Selektivitätskurve des Empfängers in Bild 4

Für L 3 bis L 8 wurden im Mustergerät Schalenkerne 14(Ø)x8, A_L = 250 nH/w², Siferrit N 28, verwendet. Die Bestellbezeichnungen (Siemens) lauten: B65541-N0250-A028 für den Schalenkern, B65549-C0004-XO23 für die Abgleichschraube, B65542-A000-H001 für den Spulenkörper und B65545-A0009-X000 für die Halterung. Verwendbar sind ebenfalls Schalenkerne 14 x 8 oder 18 x 11 mit anderen A_L Werten, sowie das Ferritmaterial Ferroxcube 3 H I (Valvo). Die entsprechenden Schwingkreisdaten sind in *Tabelle 2* zusammengestellt. Als Abstimmkondensatoren sind verlustarme Kunstfolie-Typen (keine Keramikkondensatoren) mit ±2,5 % Toleranz zu verwenden. Nur bei A_L = 160 ist auf Grund der stärkeren Wirkung der Abgleichsschraube die Verwendung von Kondensatoren mit 5 % Toleranz möglich. *Tabelle 3* zeigt die bei dem in Frage kommenden Wickelmaterial maximal möglichen Windungszahlen. Für die Güte der Spule ist es günstig, den Wickelraum maximal auszunutzen. *Bild 7* zeigt den für 14 x 8-Schalenkernen ausgelegten Leistungs- und Bestückungsplan des Mustergerätes. Bei Anfertigung der Spulen ist auf entsprechende Lage der Anschlüsse zu achten.

Abgleich des Empfängers

Die geringe Bandbreite des Empfängers macht es notwendig, mit einem Meßsender zu arbeiten, dessen Frequenz mit einem Digitalgerät auf ± 10 Hz genau ausgemessen werden kann. Notfalls kann man den eingangs erwähnten Kontrollempfänger bei angezogener Rückkopplung mit dem gewünschten Zeitzeichensender auf Schwebungsnull bringen und ihn dann über eine Koppelschleife als Meßsender benutzen.

Vor Anschluß der Antennenspulen ist R 4 so einzustellen, daß an R 6 eine Spannung von 1,4 V abfällt. Die beiden Antennenkreise werden durch einen Widerstand von etwa 1 kΩ ersetzt (zwischen Basis T 1 und Masse). An diesen Widerstand legt man den Meßsender, den man zunächst auf die eine der beiden Empfangsfrequenzen abstimmt. Beim Abgleich der entsprechenden Schwingkreise verringert man die Ausgangsspannung des Meßsenders immer so weit, daß die Spannung an R 6 (sie verringert sich bei zunehmender Signalstärke) nicht unter 1 V sinkt. Dadurch verhindert man einen störenden Einsatz der Schwundregelung. Nach Erreichen des optimalen Abgleiches verfährt man ebenso auf der zweiten Empfangsfrequenz.

Bei Anschluß der Antennenspulen kann der Empfang bereits so stark einfallen, daß das Einsetzen der Schwundregelung den Abgleich erschwert. Man muß also die Empfindlichkeit des Empfängers verringern, indem man, bei Abgleich von L 1, einen einstellbaren Widerstand von etwa 100 kΩ an L 7 legt und gleichzeitig L 8 kurzschließt. Man kann dann L 1 durch Verschieben des Ferritstabes in der Spule (ohne sie anzufassen) auf den Sender abgleichen, wobei man den einstellbaren Widerstand immer so weit verringert, daß die Spannung an R 6 immer über 1 V liegt. Danach verfährt man ebenso mit L 2, bei entsprechend geänderter Beschaltung von L 7 (kurzgeschlossen) und L 8 (mit Abgleichwiderstand).

Um das Auftreten wilder Schwingungen zu vermeiden, ist der Empfänger schon beim Abgleich so weitgehend wie möglich zu schirmen. Die Ferritantennen sollen zunächst in einer Entfernung von mindestens 30 cm aufgestellt werden. Diese Entfernung kann verringert werden, wenn das Gerät vollständig abgeschirmt ist.

(Schluß folgt)

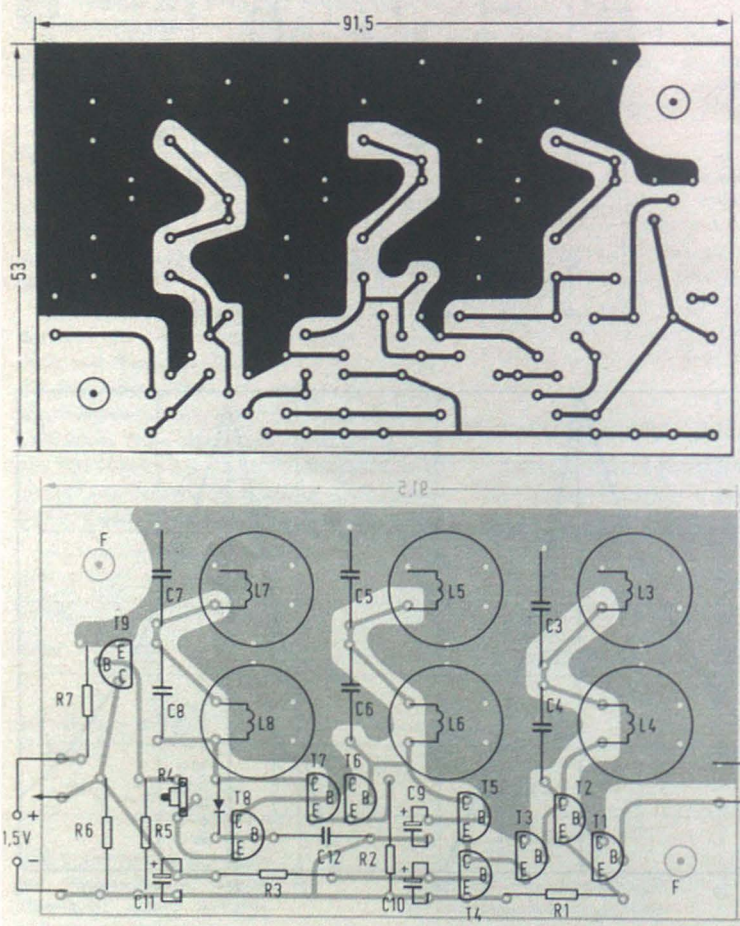


Bild 7. Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 4

Tabelle 2. Spulendaten

Empfangsfrequenz (kHz)	C (nF)	L (mH)	Windungszahlen für AL 160	AL 250	AL 315	AL 400
	1	4,22	154	124	113	99
77,5	1,1	3,83	147	118	107	94
(DCF)	1,2	3,51	141	113	103	90
	1,3	3,24	136	109	99	87
	1,5	3	130	104	95	83
75	1,6	2,81	126	101	92	81
(HGB)	1,8	2,5	119	96	87	76
	2	2,25	113	91	83	73
	1,8	3,91	149	119	108	95
60	2	3,52	141	113	103	90
(MSF)	2,2	3,2	135	108	98	86
	2,4	2,93	129	103	94	82
	2	5,01	169	136	124	110
50	2,2	4,61	162	130	118	105
(OMA)	2,4	4,22	155	124	113	100
	2,7	3,75	146	117	106	95

Tabelle 3.
Maximal mögliche Windungszahlen

Art der Hf-Litze	Max. Windungszahl für Schalenkerne 14 x 8	18 x 11
10 x 0,04 CuLS	180	–
10 x 0,05 CuLS	115	–
20 x 0,04 CuLS	–	280
20 x 0,05 CuLS	–	180
30 x 0,04 CuLS	–	140
30 x 0,05 CuLS	–	100

Manfred Prammer

Wo kein Zweistrahloszillograf zur Verfügung steht, können zur Darstellung zweier oder mehrerer Funktionen elektronische Schalter, die dem Einstrahloszillograf vorgeschaltet werden, Verwendung finden. Der vorliegende Beitrag stellt eine elegante und preiswerte Lösung vor. Die Schaltung ist vollständig mit IS aufgebaut.

Einfacher CMOS-Zweikanalschalter für Einstrahloszillografen

Dieses Gerät wurde als Alternative zu Industriefabrikaten entwickelt, die – mit diskreten Bauelementen bestückt – aufwendig und daher teuer sind. Besonders, wo nur an eine fallweise Verwendung gedacht ist, ist der Aufbau der Schaltung rentabel und kann innerhalb weniger Stunden durchgeführt werden. Trotzdem braucht auf gute Übertragungslinearität nicht verzichtet zu werden.

Schaltungsprinzip

Den Ausschlag für den Einsatz der CMOS-Technik gab einerseits der Preissturz dieser IS (einige Typen haben bereits das Preisniveau von TTLs erreicht) und andererseits die Tatsache, daß mit dem 4fach-Analogschalter/Multiplexer CD 4016 eine hervorragend geeignete Hybrid-IS zur Verfügung steht (Hybrid bedeutet hier analog/digital). Die Folge ihres Einsatzes ist die Einsparung zweier aufwendiger Y-Verstärker, dafür muß eine gewisse Abschwächung des Nutzsignals in Kauf genommen werden. Eine kleine Abschwächung ist jedoch nicht störend, da bei Zweikanalbetrieb die Kurvenzüge auf jeden Fall kleiner dargestellt werden müssen.

Aus *Bild 1* kann die Innenschaltung dieser IS entnommen werden. Jeder Analogschalter besteht aus zwei komplementären, parallel geschalteten MOS-FET, die zwischen Ein- und Ausgang liegen.

Durch eine Gleichspannung am Kontrolleingang c werden beide Transistoren gleichzeitig ein- ($R_{rest}=200\,\Omega$) bzw. ausgeschaltet ($I_{leck}=10pA$). Kontrollspannung (digital) und Nutzsignal (analog) sind vollständig voneinander isoliert. Der Linearitätsfehler im eingeschalteten Zustand liegt unter 0,5 %.

Funktion

Die Funktion läßt sich am besten anhand der Blockschaltung (*Bild 2*) erkennen. Die Schaltung besteht aus einem Analogteil (oben) und einem Digitalteil (unten). Die Meßsignale liegen an den Eingängen e_A und e_B. In Eingangsabschwächern werden sie auf die gewünschte Amplitude gebracht. Im DC-Teil werden zwei regelbare Gleichspannungen erzeugt, die zu den Meßsignalen addiert werden, damit die Kurven auf dem Schirm getrennt sichtbar sind. Anstatt zweier getrennter Y-Positionsregler stellt ein Tandempotentiometer den Abstand der Linien ein. Die gewonnenen Mischsignale liegen an den Eingängen zweier Analogschalter.

Die Chopperfrequenz erzeugt ein regelbarer Rechteckgenerator, dessen Signal durch ein $S\overline{R}$-Flipflop geformt wird. Diese Lösung ist billiger als das sonst übliche T-Flipflop und hat außerdem den Vorteil, daß keine Frequenzteilung stattfindet. Q- und $\overline{Q}$-Ausgänge steuern im Gegentakt die beiden Schalter. Deren Ausgänge sind verbunden und bilden den Y-Ausgang.

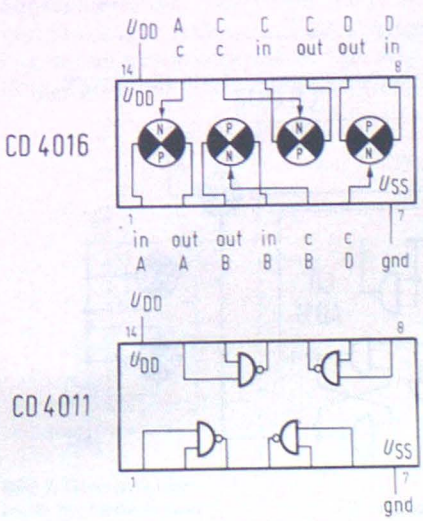
Praktische Ausführung

Bild 3 zeigt die Dimensionierung der Schaltung. Eingangsgleichspannungen werden durch 2,2-µF-Kondensatoren abgeblockt. Sie können ohne Funktionsänderung auf 1µF reduziert werden. Wenn die Darstellung von Gleichspannungen erwünscht ist, können diese Kondensatoren durch die Schalter AC/DC überbrückt werden. An den 1-MΩ-Reglern kann die Eingangsspannung eingestellt werden. Eine eventuelle Kalibrierung ist leicht möglich. *Tabelle 1* nennt die technischen Daten des Geräts.

Die DC-Regelung wurde mit einem 50-kΩ-Tandem-Potentiometer realisiert. Damit auf dem Bildschirm keine Brummspannung sichtbar wird, muß sie aus der Speisespannung der beiden Potis (Punkt A) durch eine Z-Diode (ca. 5 V) weggefiltert werden. Durch die antiparallele Beschaltung der Potentiometer bedingt, werden beide Kurven gleichzeitig gegenläufig verschoben. Die Mischung von AC- und DC-Signalen erfolgt in einem 4 x 100-kΩ-Netzwerk.

Tabelle 1.
Technische Daten des Geräts

	min	typ	max	
Grenzspannungen:				
Versorgungssp. V_{DD}	–0,3		+16	V
Betriebssp.: V_{DD}	+6		+15	V
Netz		+10		V
Batterie	+6	+9		V
Nennstrom I_n		6		mA
Referenzsp. U_{ref}	+0,6	+5		V
Eingangswiderstand R_{in}	160k		1M	Ω
Eingangsfrequ.	0		500 (5M)	kHz
Verstärkung v	0		0,5	
Linearitätsfehler			0,5	%



◄ Bild 1. Pinbelegungen der verwendeten CMOS-IS

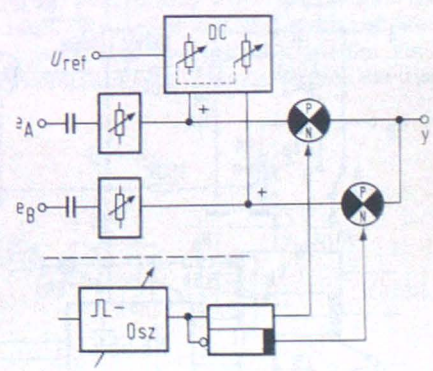


Bild 2. Blockschaltung des Zweikanalschalters

Als Rechteckgenerator fungiert der Timer NE 555. Er ist durch eine Kondensatorreihe auf sechs Frequenzen umschaltbar. Sie betragen

$$f_{1..6} = \frac{1{,}44}{(R_a + 2R_b) \cdot C_{1...6}}$$

und können für die gewählte Kondensatorabstufung aus *Tabelle 2* entnommen werden. τ_H und τ_L (in µs) betragen 15,070 x $C_{1\text{-}6}$ (nF), bzw. 18,906 x $C_{1\text{-}6}$, sind also nicht genau gleich, was im praktischen Betrieb aber keine Rolle spielt. Die Rechteckspannung wird am Pin 3 abgenommen und dem $\overline{SR}$-Flipflop aus drei NANDS (CD 4011) zugeführt. Die Pinbelegung dieser IS ist ebenfalls aus Bild 1 ersichtlich. Sie weicht von der TTL-üblichen Konfiguration etwas ab. Die c-Eingänge der Analogschalter liegen an den Ausgängen des Flipflops.

Ein Umschalter verbindet wahlweise Eingang e_A oder e_B mit der Buchse syn/trig, die ihrerseits mit dem Eingang des Oszillografen für externe Synchronisation (oder Triggerung) verbunden ist.

Das Gerät kann wahlweise aus dem Netz oder aus einer 9-V-Kompaktbatterie betrieben werden. Im Gegensatz zur TTL-Technik ist eine Stabilisierung nicht erforderlich. Die Daten des Transformators sind weitgehend unkritisch. Da er mit maximal 10 mA belastet wird, kann es sich um einen Miniaturtyp handeln. Die Sekundärspannung soll bei etwa 6...10 V_{eff} liegen. In Bild 3, rechts, ist ein Schaltungsdetail eingezeichnet, das verwendet werden kann, wenn nur Batteriebetrieb vorgesehen ist.

Aufbau

Wegen der recht einfachen Schaltung und der größeren Anzahl von Bedienungselementen wurde auf den Entwurf eines Prints verzichtet.

Innerhalb des Geräts ist auf kurze Verbindungen zu achten. Besonders die Netzzuführungen, die natürlich vollisoliert sein müssen, führen leicht zu Brummeinstreuungen. Bei reinem Batteriebetrieb gibt es dieses Problem nicht. Die Besonderheiten im Umgang mit der CMOS-Technik werden noch gesondert behandelt. *Tabelle 3* nennt die verwendeten Bauelemente.

Die Arbeit mit dem Gerät

Am Oszillograf wird eingestellt:
Y-Maßstab: 0,5 V/cm
Kopplung: DC
syn/trig: ext.

Mit Hilfe des Abstandsreglers und des Y-Lagereglers am Oszillografen kann jede beliebige Bildposition eingestellt werden. Ist die Frequenz der darzustellenden Wechselspannungen klein, wählt man zweckmäßigerweise eine große Umschaltfrequenz. Die Kurven erscheinen aus vielen einzelnen Punkten zusammengesetzt (chopping mode). Bei großer Meßfrequenz stellt man am Frequenzwahlschalter eine möglichst niedrige Umschaltfrequenz ein. Nun werden die Kurven über ein, zwei oder mehrere Ablenkperioden dargestellt. Durch die Trägheit der Fluoreszenzschicht und des Auges erscheinen beide Linien dennoch gleichzeitig. Es handelt sich um eine Art „alternating mode"-Darstellung. Bereits ab einer Sägezahnfrequenz von 100 Hz kann dieser Betrieb, der vorzuziehen ist, eingesetzt werden. Auf den eigentlichen alternierenden Betrieb wird später eingegangen.

Die Meßanordnung ist in *Bild 4* schematisch dargestellt. Ein Anwendungsbeispiel zeigt *Bild 5*: Der zu untersuchende Verstärker wird mit einer Wechselspannungsquelle gespeist. Eingangs- und Ausgangsspannung des Verstärkers liegen an den Eingängen

Tabelle 2. Schaltfrequenzen

$C_{1...6}$	$f_{1...6}$
1 µF	29 Hz
330 nF	88 Hz
100 nF	290 Hz
33 nF	880 Hz
10 nF	2,9 kHz
3,3 nF	8,8 kHz

Tabelle 3. Halbleiter

4011	4 x NAND CD4011AE	National Semiconductor
4016	4 x Analogschalter CD4016AE	
555	1 x Timer 555CN	
$D_1...D_4$	4 x 1N4148 od. 1 x B60C50 (o. ä.)	
ZD	ca. 5V/400 mW	
T	BC 237/8/9 A/B/C	

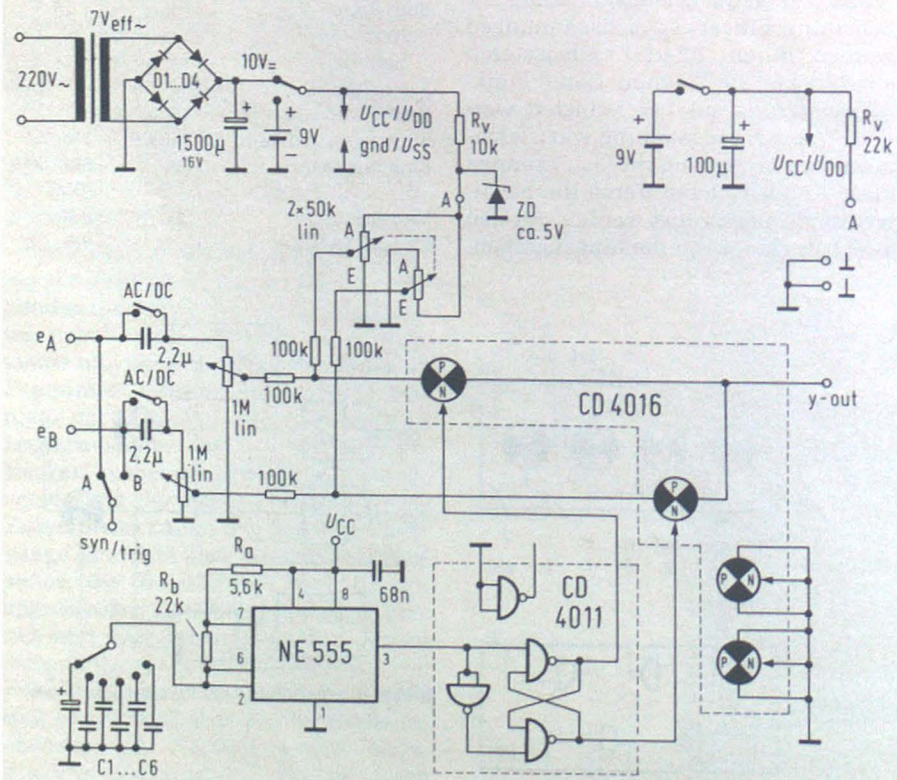


Bild 3. Vollständige Schaltung des elektronischen Schalters

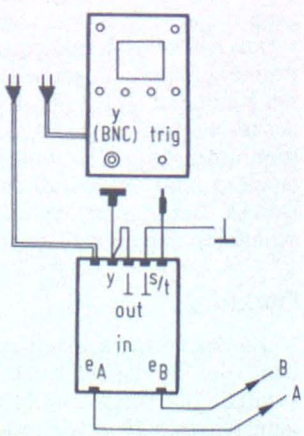


Bild 4. Anschluß des Geräts an den Oszillografen

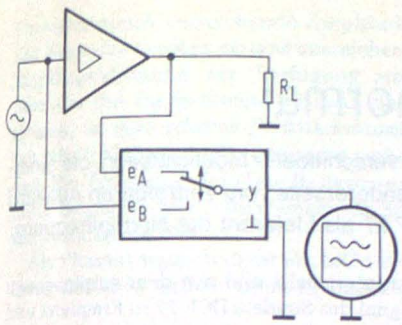


Bild 5. Darstellung von Verstärkereigenschaften

des elektronischen Schalters. Mit Hilfe der Abschwächer werden beide Signale auf gleiche Amplitude gebracht. Am Oszillografenschirm können jetzt Phasenverschiebung und Verformung des Wechselspannungssignals durch den Verstärker direkt sichtbar gemacht werden. An die Stelle des Verstärkers kann auch ein logisches Gatter treten, das mit Trapezimpulsen angesteuert wird.

Varianten und Anregungen

Grundgerät

Die vorstehend beschriebene Schaltung kann mit praktisch allen Oszillografen betrieben und in allen Nf-Anwendungen zwischen 10 Hz und 500 kHz mit gutem Erfolg eingesetzt werden. Bei Oszillografen mit höherer Schreibgeschwindigkeit werden besonders in den oberen Frequenzbereichen die Umschaltspuren schwach sichtbar, was sich aber meistens nicht störend auswirkt.

Reiner Batteriebetrieb

Dank des niedrigen Stromverbrauchs von 6 mA kann das Gerät auch nur aus der 9-V-Batterie gespeist werden. Dieses Schaltungsdetail ist in Bild 3, rechts, gezeigt. Der Trafo, $D_1..D_4$, ZD und der 1500-µF-Elko entfallen. Um den Innenwiderstand der Batterie zu verkleinern, kann ein zusätzlicher 100-µF-Elko eingefügt werden.

Höhere Empfindlichkeit

Da die Schaltung selbst nicht verstärkt, ist die Eingangsempfindlichkeit nur vom Oszillografen abhängig. Wird dieser – wie beim Grundgerät angegeben – auf 0,5 V/cm eingestellt, ergibt das eine Empfindlichkeit am Schaltereingang von ca. 1 V/cm. Genauso ist eine Einstellung des Oszillografen auf beispielsweise 0,05 V/cm möglich, was einer Eingangsempfindlichkeit von 0,1 V/cm entspricht. Damit beide Spuren richtig dargestellt werden, muß nur noch die beigemischte Gleichspannung verringert werden. Dazu wird die Z-Diode durch eine normale Si-Diode, die in Durchlaßrichtung betrieben wird, ersetzt, so daß sich am Ausgang ein maximaler Gleichspannungspegel von ca. 0,3...0,4 V ergibt (vgl. *Bild 6*).

Sollen derartig kleine Spannungen oszillografiert werden, müssen zur Vermeidung von Brummeinstreuungen alle Analogleitungen innerhalb des Geräts so kurz wie möglich gehalten und Ein- bzw. Ausgänge auf BNC-Buchsen gelegt werden. Die Masseverteilerbuchsen können dann natürlich entfallen. Der Trafo wird zweckmäßigerweise durch Bleche abgeschirmt, oder, wie beim Mustergerät, außerhalb des Geräts angeordnet.

Hohe Frequenzen

Hier gilt ähnliches wie im letzten Absatz. Prinzipiell kann der CD 4016 Frequenzen bis zu 10 MHz übertragen. Der Einbau in ein geerdetes Ganzmetallgehäuse ist ratsam.

Getrennte Lageregler

Wem die voneinander unabhängige Steuerung der Kurven zweckmäßiger erscheint, kann das Detail *Bild 7* verwenden.

Getriggerter alternating mode

Im Gegensatz zum alternierenden Betrieb der Grundschaltung wird hier exakt nur beim Strahlrücklauf umgeschaltet. Dadurch wird auch die Umschaltspur automatisch ausgetastet. Die Meßsignale werden exakt je eine Ablenkperiode lang aufgezeichnet. Nötig ist allerdings ein Oszillograf mit herausgeführtem Sägezahn- oder Rücklaufimpuls.

Das entsprechende Schaltungsdetail ist in *Bild 8* angegeben. Anstelle des 4011-SR-Flipflops steuert nun eine Hälfte des zweifach JK-MS-Flipflops 4027 die beiden Analogschalter. Den Takt bekommt das Flipflop wahlweise vom Timer 555, dessen Frequenzen verdoppelt werden müssen, oder vom Sägezahnimpuls. Dieser muß durch einen Eingangsverstärker auf die richtige Pegelhöhe gebracht werden. Das Flipflop schaltet bei der L→H-Flanke um.

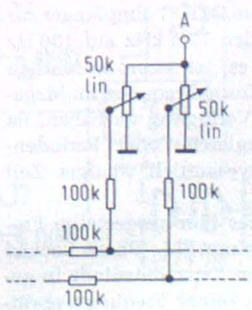


Bild 7. Getrennte Lageregler für beide Kanäle

Umschaltaustastung

Diese kann entweder wie oben beschrieben, oder über einen vorhandenen Z-Eingang des Oszillografen realisiert werden. Damit erfolgt eine Austastung auch beim geschoppten Betrieb. Dazu genügt die Erzeugung der Q-Komponente durch einen einzigen Inverter (1/4 x 4011). Mit den restlichen drei NAND-Gattern kann ein Monoflop aufgebaut werden, das bei jeder Q-Flanke einen AT-Impuls an den Z-Eingang abgibt.

Darstellung von vier Kurven

Wenn die zwei restlichen Analogschalter des 4016 ebenfalls verwendet

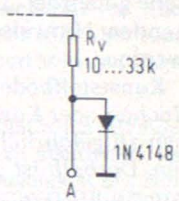


Bild 6. Unterdrückung der Gleichspannung beim Messen

werden, können auf einfache Weise vier Vorgänge sichtbar gemacht werden. Dazu sind allerdings vier Eingangsabschwächer und vier getrennte Lageregler erforderlich (vgl. dazu Bild 7). Wird ein Zweistrahl-Oszillograf am Ausgang angeschlossen, steuern Q und $\overline{Q}$ je zwei Schalter, so daß vier Eingänge auf zwei Ausgänge „gemultiplext" werden.

Bei nur einem Y-Ausgang ist ein 1-aus-4-Impulsraster zur Ansteuerung erforderlich, das beispielsweise aus dem 4-Bit-Schieberegister 4035 gewonnen werden kann.

Die Verwendung von CMOS-IS

Das Hauptkriterium der CMOS (COS/MOS)-Technik ist die (fast) leistungslose Steuerung. Da die Gates der MOS-FET vollständig isoliert sind, kann kein Eingangsstrom fließen. Zusätzlich werden als Kollektorwiderstände p-Kanal-Transistoren verwendet, die sperren, sobald der n-Kanal-Arbeitstransistor zu leiten beginnt. Durch diese Maßnahme wird der Querstrom einer Schaltung auf ein Minimum reduziert. Z.B. beträgt die statische Verlustleistung des 4011 ca. 10 nW, die des

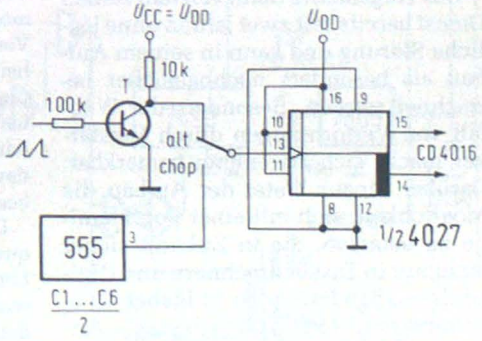


Bild 8. Schaltung für getriggerten Wechselbetrieb

vergleichbaren TTL-Typs 7400 40 mW, also das Viermillionenfache. Ein weiterer Vorteil der Komplementärtechnik ist der große Betriebsspannungsbereich von 3...15 V, der aufwendige Stromversorgungen überflüssig macht.

Der relativ hohe Drain-Source-Durchlaßwiderstand eines FET bringt es mit sich, daß die Ausgangsbelastbarkeit stark begrenzt ist. Wie der 4011 bilden viele Typen der 40-Serie hiervon eine Ausnahme, da sie mit Doppel- und Dreifachtreibern einige mA Ausgangsstrom erreichen.

Da die Steuerung der Gatter rein elektrostatisch erfolgt, sind die Eingänge sehr gefährdet. Daher müssen die folgenden Hinweise unbedingt beachtet werden.

Kunststoffböden, isolierende Arbeitsflächen oder Kunstfaser-Textilien können zu gefährlichen Aufladungen führen. Deshalb ist das Berühren der Eingangspins zu vermeiden. Der Einbau erfolgt entweder mit Hilfe von Fassungen oder durch Einlöten mit einem Niedervolt-Lötkolben, der über 10...100 kΩ hochohmig geerdet ist. In der IS selbst sind umfangreiche Schutzstrukturen mitintegriert, die bei Überspannung pn-Leitung zum Substrat, definierte Diodendurchbrüche und Kurzschluß über ein Transistorsystem bewirken. Trotzdem müssen diese Schutzmaßnahmen unvollkommen bleiben.

Niemals darf eine IS bei eingeschalteter Stromversorgung eingesetzt oder entfernt werden. Unbenutzte Eingänge müssen unbedingt entweder mit benutzten verbunden oder an V_{DD} (bei NAND) bzw. V_{SS} (bei NOR) gelegt werden. Die dazu notwendigen Verbindungen sind im Schaltbild eingezeichnet. Die minimale Kapazität eines Eingangspins reicht nämlich bereits aus, um eine Ladung zu speichern, die das Gatter durchsteuern kann. Damit kann der Ausgang in das Gebiet zwischen H und L kommen, in dem beide Gegentakt-FET kurzzeitig gleichzeitig leiten. Dadurch steigt der Querstrom steil an und ein IS nimmt plötzlich mehrere mA auf.

Das vorgestellte Gerät versieht seinen Dienst bereits seit zwei Jahren ohne jegliche Störung und kann in seinem Aufbau als besonders nachbausicher bezeichnet werden. Besonders der Wegfall von Verformungen durch Verstärker macht sich angenehm bemerkbar. Darüber hinaus bietet der Aufbau die Möglichkeit, sich mit einer Logikfamilie zu befassen, die in Zukunft sicher nicht nur in Taschenrechnern und Digitaluhren, sondern auch in bisher TTL-dominierten SSI/MSI-Gebieten Anwendung finden wird.

Herwig Feichtinger

DCF 77 – Frequenznormal

Zur Erzeugung von Normalfrequenzen gibt es verschiedene Möglichkeiten, die einerseits von der erforderlichen Genauigkeit und andererseits vom vertretbaren Aufwand bestimmt werden. Hier dient der Sender DCF 77 als Lieferant der Normalfrequenz.

Die einfachste Art eines Frequenznormals besteht aus einem Quarzoszillator, der möglichst in einem Thermostat untergebracht ist. Mit einer solchen Anordnung lassen sich Genauigkeiten von etwa 10^{-7} erzielen. Wegen der Alterung des Schwingquarzes muß dieser in Abständen von einigen Wochen nachgeeicht werden, natürlich unter Zuhilfenahme eines in der Genauigkeit noch besser liegenden Normals, dessen Ausgangsfrequenz eine Toleranz von höchstens etwa 10^{-8} aufweist.

Ein solches Normal ist z.B. das Cäsium-Atomnormal, das aber leider einen erheblichen physikalischen Aufwand erfordert, den sich nur größere Institute leisten können. In mehreren Ländern werden aber im Lang- und Kurzwellenbereich Normalfrequenzen ausgestrahlt, die von Atomnormalen durch Frequenzteilung abgeleitet werden. So arbeitet beispielsweise ein Sender in Turin auf 5000 kHz.

Wegen der günstigen Wellenausbreitung auf Langwelle entschloß sich die Physikalisch-Technische Bundesanstalt in Braunschweig, auf der Frequenz 77,5 kHz den Sender DCF 77 zu errichten, der durch seinen günstigen Standort (Mainflingen bei Darmstadt) im gesamten Bundesgebiet mit guter Feldstärke zu empfangen ist.

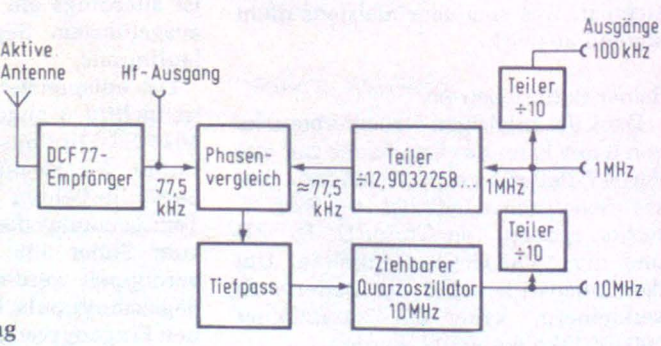


Bild 1. Blockschaltung des Normalfrequenzempfängers

Das Prinzip der Frequenzaufbereitung

Von Frequenznormalen wird im allgemeinen gefordert, daß dekadische Ausgangsfrequenzen zur Verfügung stehen, z.B. 100 kHz, 1 MHz, 10 MHz. Zweifellos wäre es möglich, die aus dem DCF 77-Empfänger zur Verfügung stehenden 77,5 kHz auf 100 Hz herunterzuteilen; es ist aber wesentlich praktischer, eine Normalfrequenz im Megahertz-Bereich zur Verfügung zu haben, da dann Frequenzvergleiche oder Periodendauermessungen wesentlich weniger Zeit beanspruchen.

Daher arbeitet das hier vorgestellte Frequenznormal mit einer PLL (Phase Locked Loop). Ein mit einer Kapazitätsdiode in gewissen Grenzen in seiner Frequenz veränderlicher 10-MHz-Quarzoszillator, der die Ausgangsfrequenz liefert, wird auf 77,5 kHz heruntergeteilt und mit dem empfangenen Signal des Senders DCF 77 in Frequenz und Phase verglichen. Wie aus *Bild 1* ersichtlich ist, wird nun über einen Tiefpaß genügend großer Zeitkonstante der 10-MHz-Quarzoszillator so nachgesteuert, daß seine Frequenz ebenso genau wie die des empfangenen Signals ist.

Wie man durch Rechnung feststellt, müssen die 10 MHz durch 129,032258... geteilt werden, um 77,5 kHz zu erhalten. Um dies zu erreichen, wird zunächst durch zehn vorgeteilt. Die resultierenden 1 MHz werden anschließend mit einem „aperiodischen quasiperiodischen Frequenzteiler" durch geeignete Auslassung von Impulsen in die gewünschten 77,5 kHz umgewandelt. Die hierbei entstehende geringe Phasenmodulation mit 5 kHz ist so schwach (-41 dB gegenüber dem 77,5-kHz-Träger sind in 5 kHz Abstand Seitenbänder meßbar), daß im folgenden Phasenvergleich dadurch keine Probleme auftreten.

Um dem Frequenznormal außer 10 MHz auch 1 MHz und 100 kHz entnehmen zu können, wird die Ausgangsfrequenz des Quarzoszillators noch zweimal durch zehn geteilt.

Die Schaltung des Frequenznormals

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Geräts. Der Sender DCF 77 wird mit einer absetzbaren Ferritantenne, die zusammen mit einem Vorverstärker in einem Kunststoffrohr wetterfest untergebracht ist, empfangen und über ein Koaxialkabel, über das auch die Speisespannung für den Vorverstärker geleitet wird, dem eigentlichen Gerät zugeführt.

Um eine genügende Selektion zu erzielen, wird ein Schwingkreis im Gegenkopplungszweig eines Operationsverstärkers (741) verwendet. Die folgende Verstärkerstufe mit einem Transistor in Emitterschaltung bringt das empfangende Signal auf eine für den

Phasenvergleich ausreichende Amplitude. Zur Kontrolle darüber, ob eine ausreichende Empfangsfeldstärke zur Verfügung steht, oder um die Ferritantenne optimal einzurichten, ist eine relative Feldstärkeanzeige mit einem kleinen Profilinstrument vorhanden. Ein Transistor, der ohne Basisvorspannung betrieben wird, dient dabei als Spitzenwertgleichrichter.

Als Phasenvergleich dient ein MC 14046. Diese CMOS-IS enthält einen Frequenzvergleicher, der bei Übereinstimmung der beiden Eingangsfrequenzen auch als Phasenvergleich wirkt. Der Vergleicherausgang steuert über einen aus zwei Widerständen und zwei Kondensatoren bestehenden Tiefpaß, der ein besseres Einschwingverhalten gegenüber einem einfachen RC-Tiefpaß besitzt, den 10-MHz-Quarzoszillator. An die Stabilität dieses Oszillators werden keine besonders hohen Anforderungen gestellt, da er ja ohnehin laufend in seiner Frequenz nachgesteuert wird.

Daher ist er, wie auch die nachfolgende Teilerschaltung, die die Ausgangsfrequenzen sowie die 77,5 kHz für den Phasenvergleich liefert, in TTL-Technik aufgebaut.

Für eine einfache Kontrollmöglichkeit, ob die PLL eingerastet ist und damit die Ausgangsfrequenz den engen Toleranzen, die von einem Normal erwartet werden, entspricht, sorgt eine Schaltung mit zwei Transistoren, die die Instrumentenbeleuchtung der Feldstärkeanzeige nur im gerasteten Zustand der Regelschleife einschaltet.

Die Genauigkeit der Ausgangsfrequenzen

Die vom Sender DCF 77 ausgestrahlte Frequenz ist von einer Atomuhr abgeleitet und genügt daher den höchsten Anforderungen. Die Genauigkeit der Aussendung beträgt (über einen Zeitraum von 100 Tagen gemessen) $2 \cdot 10^{-13}$.

Leider läßt sich diese extrem enge Toleranz beim Empfang des Senders nicht voll ausnützen, da schon geringe, durch die Wellenausbreitung bedingte Phasenfehler die erzielbare Genauigkeit beeinträchtigen. Daher ist die Qualität der erzeugten Normalfrequenzen nicht nur von der Entfernung zum Sender, sondern auch von der Tages- und Jahreszeit abhängig.

Ferner wirken sich die meist kurzzeitigen Empfangsschwankungen oder Störimpulse bei einer langen Meßdauer natürlich weniger aus, was zu einer Abhängigkeit der Genauigkeit des Normals von der Meßzeit führt.

So beträgt zum Beispiel die Standardabweichung bei 1 s Meßdauer noch $7 \cdot 10^{-9}$, bei 10 s etwa $1 \cdot 10^{-9}$, und schließlich bei 100 s nur $2{,}5 \cdot 10^{-10}$ (Empfangsort München, tagsüber gemessen).

Diese Toleranzen sind natürlich mit einer Atomuhr ohne weiteres zu übertreffen; andererseits genügt die Genauigkeit des Normals auch bei relativ kurzer Meßdauer völlig, um Quarzthermostaten zuverlässig abgleichen zu können.

Literatur

Becker, G.: Ein aperiodischer quasiperiodischer Frequenzteiler. PTB-Mitteilungen 1973, Heft 83, S. 13.

Becker, G. und Rohbeck, L.: Ein Normalfrequenz-Quarzoszillator, nachgesteuert vom Sender DCF 77. Elektronik 1975, Heft 2, S. 73.

Berichtigungen

Digitalthermometer

FUNKSCHAU Heft 16/17/1976, Seite 735

Die Anschlüsse 11 und 12 der IS 723 auf Bild 7 müssen verbunden werden.

Auf Bild 9 muß die Brücke 2 vom Anschluß 1 der IS 7473 zum Anschluß 6 der IS 7413 gehen.

Automatischer Mikrofonübergabeton mit 1750-Hz-Auslöseschaltung

Heft 21/1976, Seite 922.

In Bild 2 müssen die Verbindungen zwischen R 7 und C 5 sowie zwischen R 11 und C 8 entfallen. In Bild 4 auf Seite 923 sind T 1 und T 2 sowie T 3 und T 4 vertauscht.

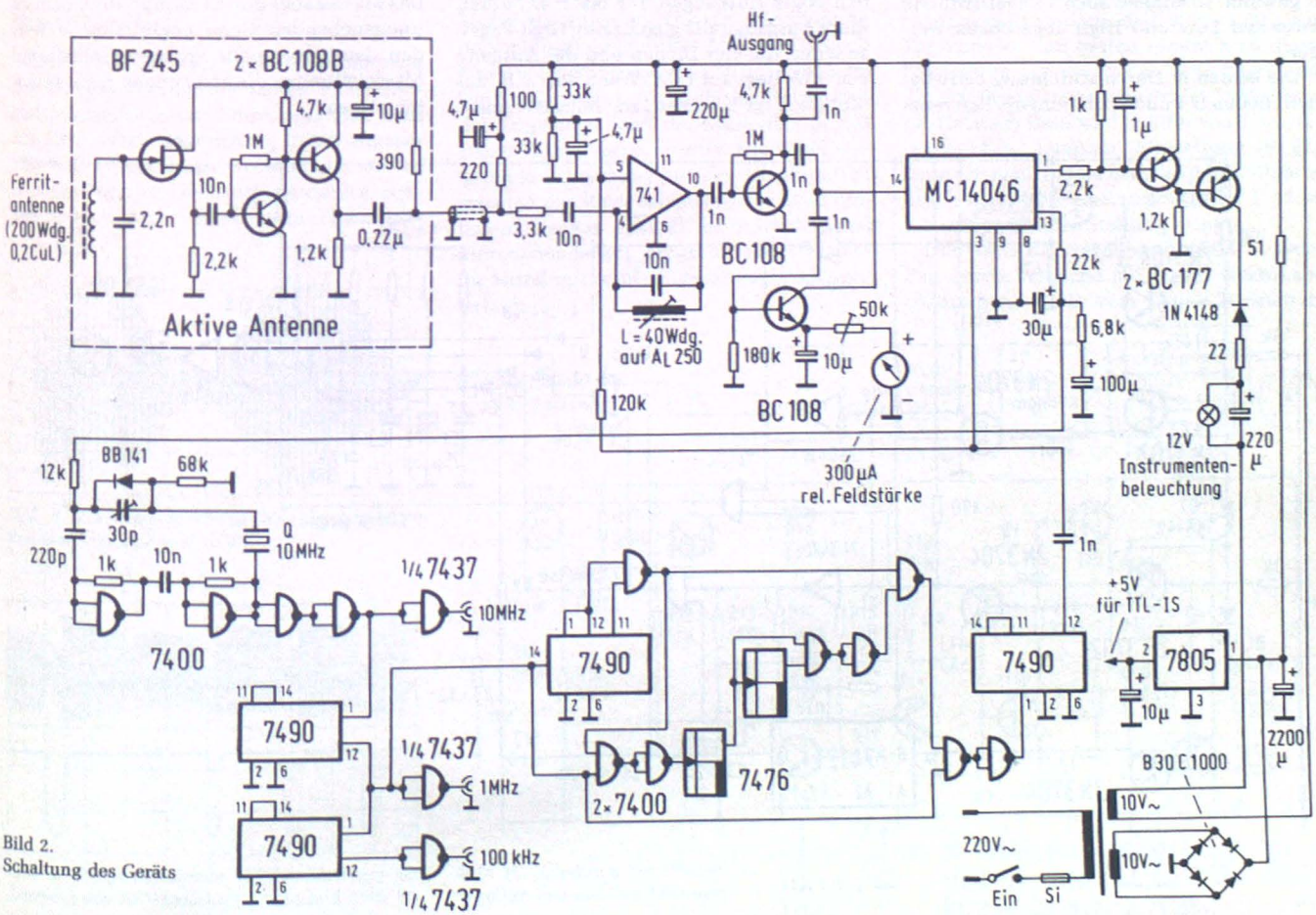


Bild 2.
Schaltung des Geräts

Ulrich Kaiser

Akustischer Pegelmelder

Optisch anzeigende TTL-Tester haben den Nachteil, daß der Benutzer sowohl den Meßpunkt und das Schaltbild als auch die Leuchtanzeige im Auge behalten muß. Das hier vorgestellte Gerät nutzt zusätzlich den Gehörsinn, damit der Anwender sich voll auf den Meßpunkt und das Schaltbild konzentrieren kann. Die akustische Anzeige bietet sich außerdem an, da das Auge gegenüber Lichtblitzen träger ist als das Ohr in bezug auf kurze Töne.

Das Gerät zeigt vier verschiedene Zustände mit Hilfe von vier verschiedenen Tonfrequenzen an:

Masse	0,0 V – 0,05 V	f_1
Low	0,05 V – 0,7 V	f_2
fallende Flanke	(1,4 V)	f_3
High	2,1 V – 5,0 V	f_4

mit $f_1 < f_2 < f_3 < f_4$.

Diese vier Frequenzen können unabhängig voneinander durch einen entsprechenden Kondensator frei gewählt werden.

Die Dauer T des Tones mit der Frequenz f_3 kann den Erfordernissen entsprechend durch Variation eines Widerstandes und/oder eines Kondensators in einem weiten Bereich angepaßt werden. Wird T so klein wie noch wahrnehmbar und f_3 nahe an f_2 gewählt, so können auch Tastverhältnisse zwischen Low und High abgeschätzt werden.

Die beiden in Durchlaßrichtung betriebenen Dioden D 1 und D 2 liefern die Referenzspannungen 0,7 V und 1,4 V, die durch P 1 fein einstellbar sind (*Bild*). Die Schwellspannungen der Transistoren betragen 0,7 V. Ist die Spannung U_M an der Prüfspitze größer als 2,1 V, dann leiten T 1 und T 2, und X 4 liegt auf High-Pegel. Sinkt U_M unter 0,7 V, so leiten T 3 und T 4, und X 2 erhält Low-Signal. Liegt die Prüfspitze auf Masse, leiten T 5 und T 6, und X 1 hat Low-Pegel.

Mit P 1 wird die Spannung an D 1 so eingestellt, daß sie ca. 50 mV größer als die Schwellspannung von T 5 ist, damit Spannungsabfälle auf Masseleitungen die Masse-Erkennung nicht behindern. Wechselt U_M von High nach Low, so sperrt T 7 unterhalb von 1,4 V; C 6 glättet die 0,7-V-Spannung an D 3. Wenn T 7 sperrt, wechselt das Signal am Schmitt-Trigger-Eingang des Monoflops 74121 von Low auf High. Damit wird das Monoflop getriggert und gibt an seinem $\overline{Q}$-Ausgang einen Low-Impuls der Länge $T = 0{,}7 \cdot R\,5 \cdot C\,5$ ab; R 5 darf zwischen 1,4 kΩ und 40 kΩ verändert werden.

Der Schmitt-Trigger 13A und die vier RC-Glieder bilden den Tonfrequenzoszillator. Die Kondensatoren C 1 bis C 4 stellen lediglich Richtwerte dar, die nach Geschmack verändert werden können. Die Dioden D 4 bis D 7 verbinden die Eingänge von 13A mit den Logik-Ausgängen Y 1 bis Y 4. Führen diese Ausgänge alle gleichzeitig High-Pegel, so leiten die vier Dioden und der Ausgang von 13A liegt auf Low. Wenn aber z.B. das Monoflop für Y 3 einen Low-Impuls erzeugt, liegt D 4 in Sperrichtung, und Kondensator C 3 wird über den Rückkopplungswiderstand von 330 Ω während der Zeitdauer T mit der Frequenz f_3 ent- und geladen.

Gatter 10B sperrt die Frequenz f_1 für die Zeit T, damit nicht zwei RC-Glieder gleichzeitig wirksam sind. $Y\,1 = \overline{X\,3 \wedge X\,1}$.

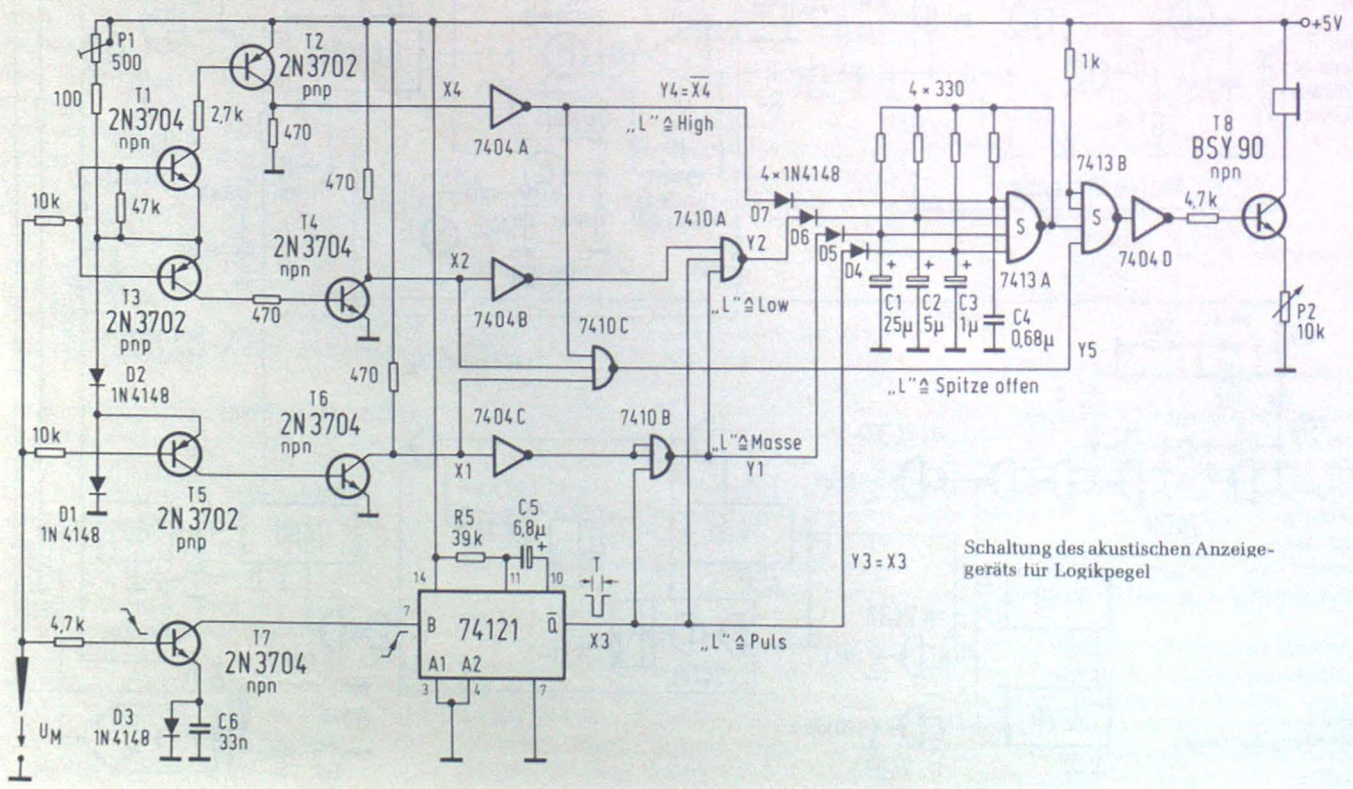
Ebenso sperrt Gatter 10A die Frequenz f_2, wenn Y 1 oder Y 3 Low-Signal führen. $Y\,2 = \overline{X\,2 \wedge X\,3 \wedge Y\,1}$.

Die Schaltung erwies sich als sehr empfindlich gegenüber Reibungselektrizität, Leuchtstofflampenzündung und Einschalt- und Ausschaltfunken bei offener Prüfspitze und nichtabgeschirmtem Prüfkabel, so daß für diesen Fall der Weg von Oszillator zum Lautsprecher durch Gatter 10 C und 13 B gesperrt werden muß.

$Y\,5 = X\,1 \wedge X\,2 \wedge \overline{X\,4} = X\,1 \vee X\,2 \vee X\,4$.

Der Inverter 04D sorgt dafür, daß im Ruhezustand des Oszillators der Transistor T 8 gesperrt ist. Als Lautsprecher fand eine Telefonhörkapsel Verwendung; falls sich die Nachbarn beschweren sollten, ist ein Kopfhörer zu empfehlen. Die Lautstärke wird mit P 2 geregelt.

Das Gerät wurde auf einer Lochrasterplatte aufgebaut und mitsamt der Hörkapsel in einer kleinen Plastikschachtel untergebracht. Das Massekabel des APM muß direkt am zu untersuchenden Gerät angeschlossen werden, damit eventuelle Spannungsabfälle auf Masseleitungen die Messungen nicht beeinträchtigen.



Schaltung des akustischen Anzeigegeräts für Logikpegel

Schreiber

Steuerung einer Gebrauchsuhr durch Zeitzeichensender

2. Teil

Im Schluß seines Beitrages geht der Autor auf die Themen Phasenvergleich, Empfangsprüfung und Betriebsbeobachtungen ein.

Zur Kontrolle des richtigen Doppelempfanges kann nach erfolgtem Abgleich ein Oszillograf an Kollektor T 7 geschaltet werden. Wenn man die Antennen so orientiert, daß beide Sender gleich stark empfangen werden, dann kann die Schwebungsfrequenz (77,5 – 75 = 2,5 kHz) im Oszillogramm (*Bild 8*) dargestellt werden. Mit bedeutend langsamerer Zeitablenkung wurde bei der Aufnahme des Oszillogramms in *Bild 9* gearbeitet. Oben ist das empfangene Hf-Gemisch dargestellt, wobei zu erkennen ist, daß in der Nähe der Minutenmarke (bei DCF wird der 59. Sekundenimpuls weggelassen, HGB sendet einen zusätzlichen Impuls nach Beginn der ersten Sekunde) die beiden Sender nicht immer gleichzeitig aufgetastet werden. Im unten dargestellten Demodulationsprodukt (nach Abnahme von R 6 noch gefiltert, begrenzt und invertiert) fehlt somit der 59. Impuls. Auf die Funktion des nachfolgend beschriebenen Phasenvergleichs hat dies jedoch keinen Einfluß.

Phasenvergleich

Bild 10 erläutert das Funktionsprinzip der zur Nachsteuerung benutzten Phasenvergleichsschaltung. Das Empfangssignal wird zunächst durch Begrenzung in ein angenähertes Rechtecksignal verwandelt. Die so wiedergeformten Zeitzeichenimpulse werden jedoch nicht direkt zum Phasenvergleich herangezogen, da ihre Dauer nur 100 ms beträgt. Der Fangbereich der Phasenregelung wäre dann auch auf 100 ms beschränkt, so daß sich die Uhr auf eine benachbarte Sekunde synchronisieren würde, wenn der Empfang so lange ausfällt, daß die Eigenabweichung mehr als 100 ms beträgt.

Das Zeitzeichensignal wird also nur zur Synchronisation eines Multivibrators benutzt, dessen Periodendauer durch diese Synchronisation von etwa 1,2 s auf 1 s reduziert wird. Im elektromechanischen Werk tritt bei jedem Sekundensprung ein Impuls von etwa 50 ms auf. Dieser wird mit dem Multivibratorsignal verglichen. Wenn er schon stattfindet, bevor die Synchronisation das Kippen des Multivibrators bewirkt (Uhr neigt zum Vorgehen), dann wird die Werksteuerung auf „langsam" geschaltet. Im Gegenfalle (Uhr neigt zum Nachgehen) findet eine Umschaltung auf „schnell" statt.

Bei normalem Empfang beträgt die Schwankungsbreite zwischen Vorderflanke des Zeitzeichensignals und Zeigersprung höchstens einige ms. Die zur Störbefreiung notwendigen Signalfilter bedingen jedoch eine Verzögerung von etwa 50 ms, so daß die Uhr immer rund 1/20 s nachgeht. Bei Ausfall des Empfanges läuft der Multivibrator mit seiner Eigenfrequenz weiter. Die dabei auftretende Schwebung mit den Uhrimpulsen schalten das Werk beispielsweise 5mal hintereinander auf „schnell" dann wieder 5mal hintereinander auf „langsam" usw. so daß es im Mittel mit seiner Eigengenauigkeit weiterläuft.

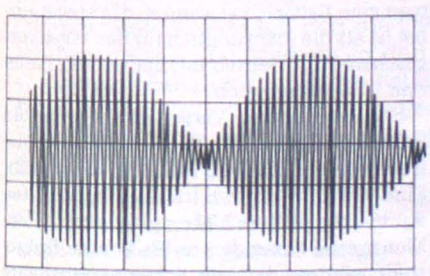


Bild 8. 2,5-kHz-Schwebung bei gleichzeitigem Empfang von DCF und HGB.

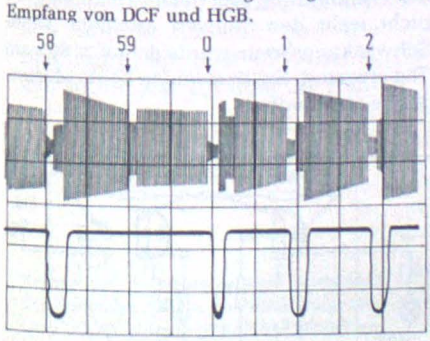


Bild 9. Empfangssignale (Minutenmarken) am Ausgang des Hf-Verstärkers (oben) und nach Demodulation und Begrenzung (unten)

Schaltung der Vergleichslogik

In der Schaltung in *Bild 11* wird das vom Empfänger kommende Signal zunächst durch R 8, C 13 gefiltert und über R9 an die Basis von T 10 geführt, an dessen Kollektor das in Bild 9 unten gezeigte, amplitudenbegrenzte Signal zur Verfügung steht. Über C 14 wird T 11 so angesteuert, daß er während der Impulse leitet und damit T 13 sättigt. Der logische Ausgangspegel des Multivibrators T 12, T 13 wird somit bei Impulsbeginn immer von 1 auf 0 gehen.

Solange T 14 gesperrt bleibt, wird der sich periodisch während etwa 50 ms schließende Werkkontakt über R 19 das monostabile Flipflop T 15, T 16 auslösen, dessen Schaltdauer (etwa 100 ms) durch C 18, R 21 bestimmt wird. Unmittelbar nach dieser Auslösung wird das Werk durch T 17 solange gespeist, wie der Werkkontakt geschlossen bleibt. Bei Neigung zum Vorgehen beginnt der Uhrenimpuls bereits, wenn T 14 noch gesättigt ist. Der Werkstrom bleibt dann noch solange unterbrochen, bis der Zeitzeichenimpuls beginnt, oder spätestens (bei Ausfall eines Impulses oder bei erheblicher Gangabweichung) bis C 17 sich so weit aufgeladen hat, daß T 15 Strom führen kann. Die Aufladezeit von C 17 läßt sich durch R 24 so einstellen, daß eine Gangabweichung von mehr als ± 1 min am Tag auch bei einer Betriebsspannung von nur 1,3 V noch sicher erreicht werden kann.

Da die beschriebene Verzögerung des Werkimpulses das Werk nur nachgehen lassen kann, muß dieses zunächst mechanisch so eingestellt werden, daß es etwa 60 s am Tag vorgeht. Am besten nimmt man diese Einstellung vor, wenn das Werk bereits an die Schaltung angeschlossen ist, in der man provisorisch Basis und Emitter von T 14 verbindet. Die „langsam"-Einstellung (R 24) kann erfolgen, indem man den Multivibrator durch Basis-Emitter-Kurzschluß an T 13 in die entsprechende Stellung bringt.

Die Werte der Schaltung in Bild 11 wurden durch Versuche mit einem elektromechanischen Werk vom Typ Chrometron

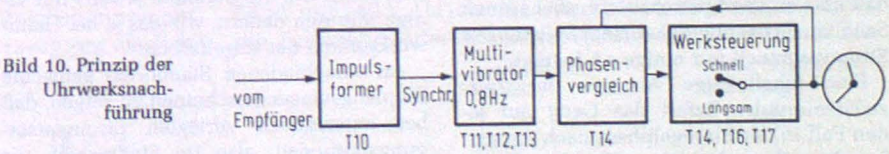


Bild 10. Prinzip der Uhrwerksnachführung

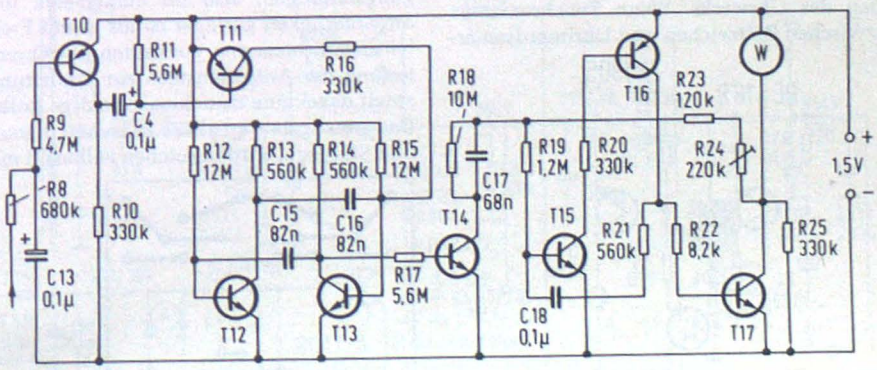


Bild 11. Schaltung des Phasenregelkreises und der Uhrwerksteuerung

T12, T13, T14, T15 : BC 408 B (BC 183 B, BC 208 B, BC 238 B, BC 318 B)
T10, T11, T16 : BC 418 B (BC 205 B, BC 213 B, BC 308 B, BC 321 B)
T17 : BC 238-25 (BC 232 B, 2N 3904)

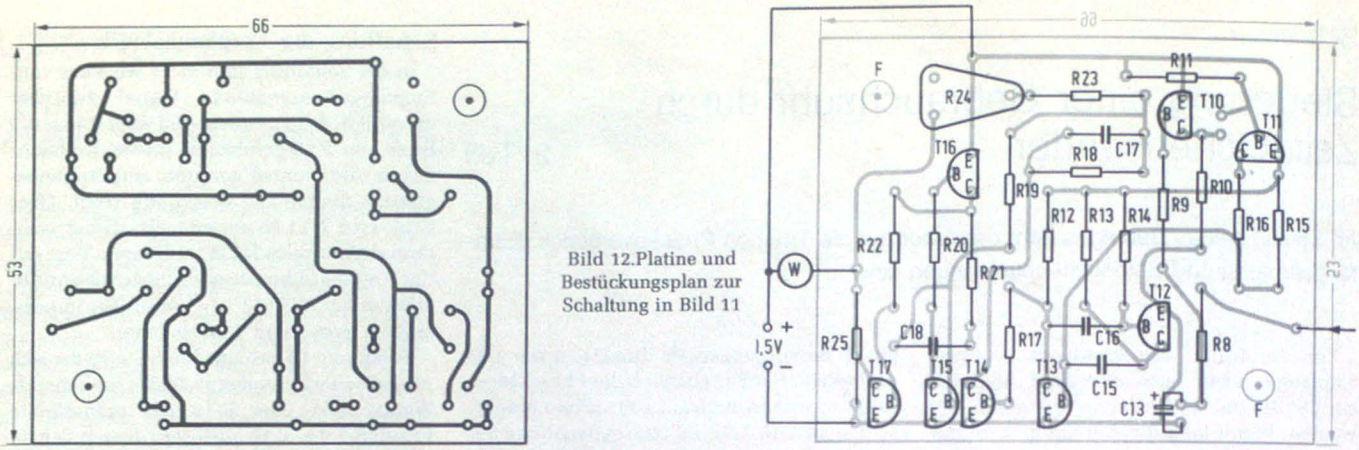


Bild 12.Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 11

(Staiger) ermittelt. Bei normalem Betrieb erreicht dieses Werk eine Ganggenauigkeit, bei der ein Nachstellhub von ± 60 s am Tag übertrieben scheinen mag. Es ist jedoch zu beachten, daß Temperaturschwankungen, die sich normalerweise im Tagesverlauf in ihrer Wirkung ausgleichen, während kurzer Zeit doch erhebliche Gangunterschiede bedingen können, zumal sie auch auf die Basisschwellspannung von T 15 und damit auf die Verzögerungszeit einwirken.

Bild 12 zeigt den Leitungs- und Bestükkungsplan zur Schaltung in Bild 11. Der Aufbau ist keineswegs kritisch, aber auf gute Abschirmung ist auch hier zu achten. Andernfalls induzieren vorbeiführende Netzleitungen in die hochohmig konzipierte Logikschaltung Störungen, die zu einer völligen Unterbrechung des Uhrenimpulses führen können.

Empfangsprüfung

Die Zusatzschaltung in *Bild 13* gestattet es, sich jederzeit vom richtigen Arbeiten des Empfängers zu überzeugen. Sie wird an Emitter und Kollektor von T 10 (Bild 11) angeschlossen und enthält eine Komplementärkaskade, die das Lämpchen A durch die Zeitzeichensignale aufleuchten läßt. Den entsprechenden Leitungs- und Bestükkungsplan zeigt *Bild 14*. Die Schaltung enthält eine eigene Speisebatterie, aber keinen Schalter, da bei ungeschaltetem Eingang der Stromverbrauch nur einige µA beträgt.

Eine regelmäßige Anzeige der Zeitzeichenimpulse liefert das Gerät auf jeden Fall in der Einregelphase nach Anwerfen des Uhrwerks. Wenn Synchronismus zwischen Zeitzeichen und Uhrimpulsen erreicht ist, kann es vorkommen, daß die Uhrimpulse den Empfang stören, besonders wenn die Entfernung zwischen Werk und Antennen weniger als 10 cm beträgt. Das Lämpchen des Anzeigegerätes leuchtet dann nicht mehr regelmäßig auf. Auf den Lauf der Uhr haben diese Störungen keine nennenswerte Wirkung. Denn selbst wenn sie, im ungünstigsten Fall, den Zeitzeichenimpuls ganz verdecken, können sie dies nur solange tun, wie die Uhr richtig läuft. Wenn das nicht mehr der Fall ist, wird der Zeitzeichenimpuls wieder störfrei empfangen und kann dann die Uhr wieder nachstellen.

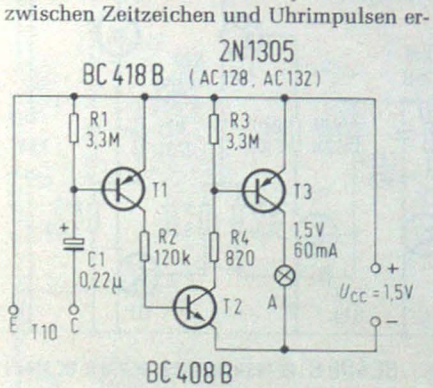


Bild 13. Zusatzgerat zur optischen Anzeige der Zeitzeichenimpulse

Betriebsbeobachtungen

Das Betriebsverhalten der Schaltung wurde an zwei Mustergeräten beobachtet. In den ersten Monaten konnte festgestellt werden, daß selbst starke örtliche Gewitter recht harmlose Erscheinungen sind, wenn man ihre Störwirkung mit denen gewisser Heimwerkgeräte vergleicht. Bei Gewitter fallen zwar oft mehrere aufeinanderfolgende Zeitzeichenimpulse aus; die verbleibenden reichen jedoch aus, um das Werk im Tritt zu halten. Elektrische Maschinen ergeben dagegen Dauerstörungen, bei denen der Empfang ganz ausfallen kann. Auch hier wird jedoch die Phasenverriegelung nicht aufgehoben, wenn die Störperioden jeweils nur einige Minuten dauern, wie das ja bei Heimwerkgeräten der Regelfall ist.

An verschiedenen Standorten gemachte Empfangsversuche scheinen zu zeigen, daß bei unterirdisch verlegten Stromversorgungsleitungen, also im Stadtgebiet, die Störanfälligkeit geringer ist als in mit Freileitungen versorgten Vorstädten. Die Orientierung der Antennenstäbe zur Freileitung spielt dabei eine manchmal wichtige Rolle. Das günstigste Verhältnis zwischen Signal- und Störpegel wird in solchen Fällen oft mit einer schrägen (nicht horizontalen) Lage des Antennenstabes erhalten.

In praktisch allen Fällen bewirken die Störungen den Ausfall von Zeitzeichenimpulsen. Das ist für das Betriebsverhalten der Schaltung sehr wichtig, denn zusätzliche, durch Störungen ausgelöste Impulse würden den Multivibrator T 12, T 13 immer auf „null" kippen lassen, und die Uhr würde bei gestörtem Eingang vorgehen. Derartige zusätzliche Impulse können in Empfängern entstehen, die mit Kondensatorkopplung zwischen den einzelnen Stufen arbeiten. Starke Störspitzen können diese Kondensatoren so weit aufladen, daß sie danach den Empfang eine Zeit lang sperren, und der Demodulator erkennt dann eine solche Empfangssperrung als Signalimpuls. Um solche Erscheinungen zu vermeiden, wurde das gesamte Gerät bis zur Signalbegrenzung (T 10) in Direktkopplung ausgeführt.

Da die durch den Werkkontakt hervorgerufenen Störungen belanglos sind, können Werk und Schaltung an derselben Batterie betrieben werden. Da die Schaltung nur 60...75 µW verbraucht, dürfte eine Betriebsdauer von einem Jahr möglich sein, wenn man eine Batterie verwendet, die etwas größer ist als die ursprünglich für das Werk vorgesehene. Ein Betrieb mit getrennten Batterien ist auch möglich.

Bei den ersten Versuchen wurde die Schwankungsbreite der elektronischen Nachführung auf ± 20 s am Tag eingestellt. Eine der in einem zeitweise ungeheizten Raum aufgestellten Uhren ging nach einem Monat eine Sekunde vor. Es konnte festgestellt werden, daß die Schwankungsbreite der Nachführung bei tiefen Temperaturen nicht mehr den Sollwert erreichte. Diese Schwankungsbreite wurde darauf ± 60 s am Tag erweitert. Seitdem laufen beide Mustergeräte einwandfrei.

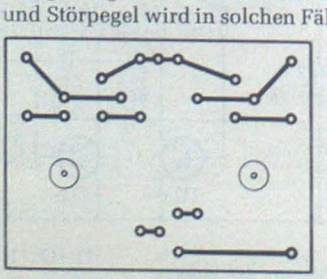
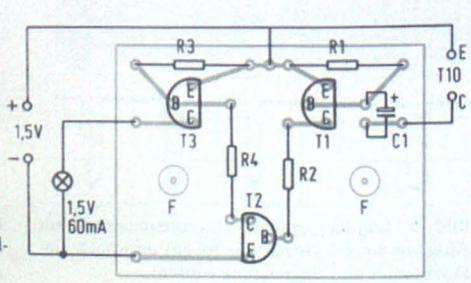


Bild 14. Platine und Bestückungsplan zur Schaltung in Bild 13



Erich Esders

Um sich beim Spiel zu zweit voll auf das Spielgeschehen konzentrieren zu können, ohne den Stand der Fehlerpunkte und den Angabenwechsel im Kopf behalten zu müssen, wurde dieses Gerät entwickelt. Es soll den Schiedsrichter ersetzen, der beim häuslichen Spiel nicht immer anwesend ist.

Elektronische Spielstand- und Ballaufgabeanzeige für Tischtennis

Jeder Spieler bedient einen kleinen Schalter, mit dem er die Fehlerpunkte seines Gegners in das Gerät eingibt. Dieser Schalter befindet sich zweckmäßigerweise in Reichweite der linken Spielerhand, da von den meisten Spielern rechts der Schläger gehalten wird.

Durch den Umleimer des TT-Tisches wurde jeweils links vom Spieler ein Loch gebohrt und dahinter ein Mikroschalter nebst Bedienknopf angeordnet. Diese Schalter wurden mit abgeschirmten Kabeln durch Diodenstecker mit dem Anzeige-Gerät verbunden; dieses Gerät ist etwa 1,5 m weit vom TT-Tisch bei jeweils gleicher Entfernung von den Spielern in Tischhöhe angeordnet.

Während eines bestimmten Zeitraums t_p nach einer Eingabe sind durch eingebaute Verzögerungsschaltungen Doppel- oder Mehrfachbedienungen ausgeschlossen.

Vor Spielbeginn wird die erste Ballaufgabe ausgelost und nach Betätigung der Taste Ta2 (Links gibt auf) oder Ta3 (Reset 0 : 0 und Rechts gibt auf) in das Gerät eingegeben (*Bild 1*). Danach wechselt die Ballaufgabeanzeige automatisch jedesmal dann, wenn die Summe der Anzeige Rechts + Links eine durch 5 ohne Rest teilbare Zahl ergibt. Beim Stand „20 : 20" wird die Anzeige auf „0 : 0" zurückgesetzt, nun wird die Anzeige der Ballaufgabe bei jedem Fehlerpunkt, der eingegeben wird, gewechselt.

Beim Einschalten, das im hier beschriebenen Gerät auf Tastendruck durch ein Stromstoßrelais ausgeführt wird (*Bild 2*), werden durch das R1/C1-Glied und das Gatter G2 die Anzeige auf „0 : 0" und die Steuerlogik in den Ausgangsstatus gesetzt. Wenn erforderlich, wird mit Ta2 die beim Einschalten eingestellte „Aufgabe Rechts" in „Aufgabe Links" gewechselt.

Mit den Schaltern S2 oder S3 werden, entprellt durch die Gatterkombinationen G3/4 und G5/6, die Fehlerpunkte in die Verzögerungsschaltung eingegeben. Diese besteht aus zwei Monoflops SN 74121 (MF I und MF II), die sich gegenseitig nach Eingabe eines Impulses bis zum Abklingen der Zeitkonstante t_p (hier: rd. 1,5 s) durch Benutzung der Eingänge S1/2 und Ausgänge Q verriegeln. Durch Beschaltung der Monoflops mit den R/C-Kombinationen kann der Ausgangsimpuls in der Länge zwischen 0 und $R \cdot C \cdot \ln 2$ Sekunden variiert werden. Eine zweite Eingabe oder die Eingabe durch den Gegner wird also während dieser Zeit t_p verhindert.

Von den Ausgängen $\overline{Q}$' der Monoflops werden die Eingabeimpulse

a) direkt an die betreffenden Zähleinheiten und

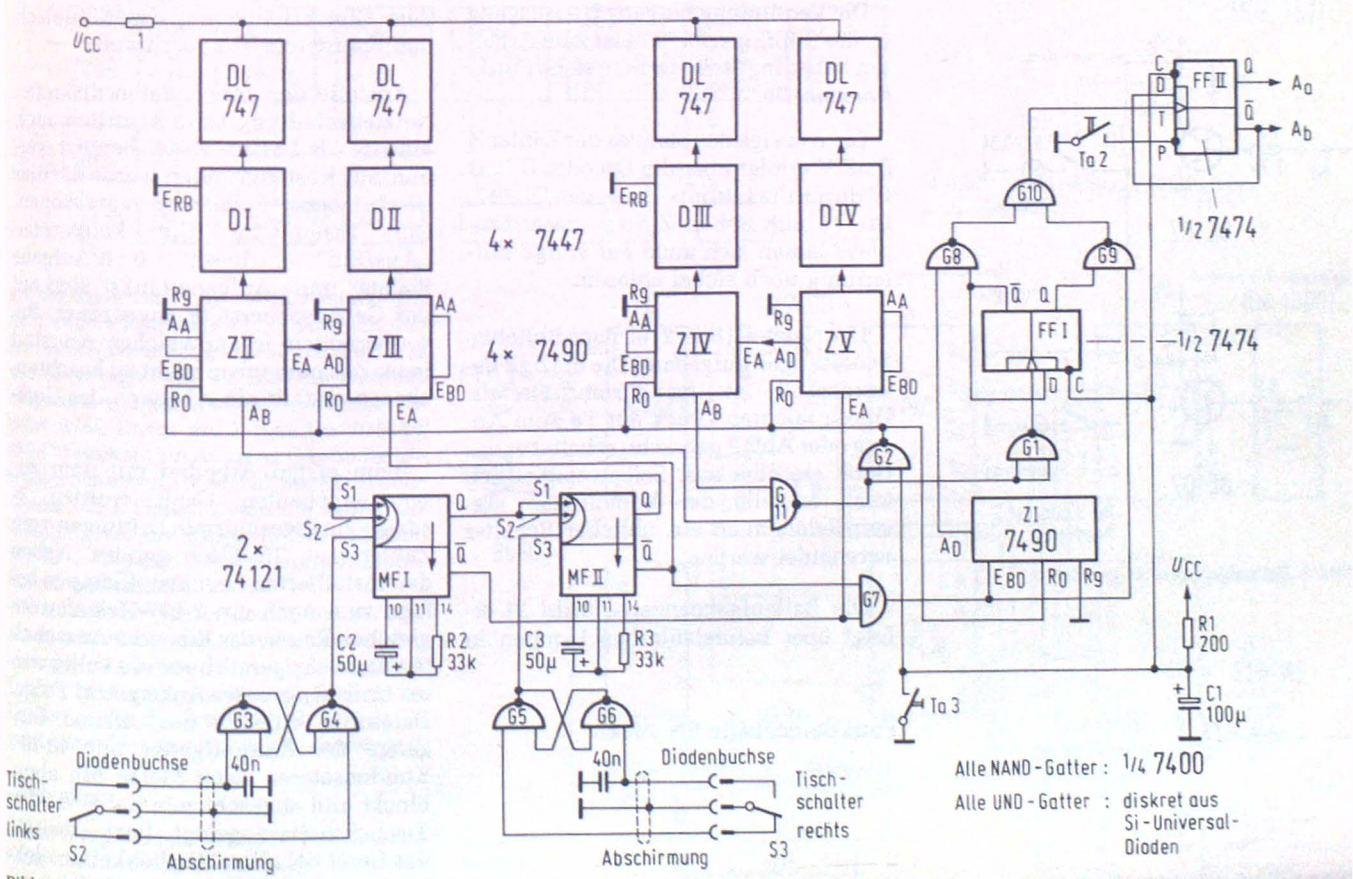


Bild 1. Schaltung der gesamten Logik samt Anzeige

b) verknüpft durch das Gatter G7, an den Eingang E_{BD} des Zählers Z I (SN 7490) gegeben.

Die Zähleinheiten bestehen aus den Dekadenzählern SN 7490, die Decodierung übernehmen vier IS vom Typ SN 7447; bei den Zehnerstellen der Decoder werden die Eingänge E_{RB} an Masse gelegt, um die Anzeige der Null zu unterdrücken; dieses sichert ein besseres Ablesen.

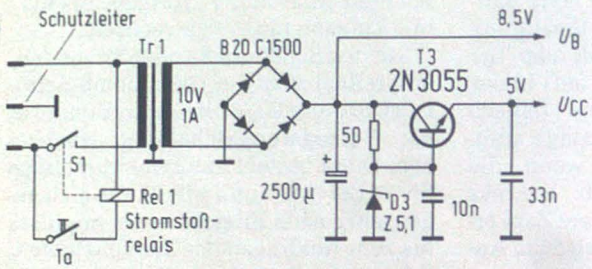


Bild 2. Schaltung des Netzteils

Der Zähler Z I gibt an seinem Ausgang A_D nach jedem 5. Eingangsimpuls einen Ausgangsimpuls ab, der über die Gatter G8 und G10 an den Takteingang T vom Flipflop FF II gelangt, das so bei jeder 5. Eingabe seinen Ausgangszustand und damit die Ballaufgabeanzeige wechselt.

Das Gatter G9 ist noch durch Ausgang Q FF I, der auf Low liegt, gesperrt. Ein sicheres Erfassen der Eingangsimpulse und damit das synchrone Arbeiten der Spielstandanzeige und Ballaufgabeanzeige wird durch die o.a. Verzögerungseinheit gewährleistet.

Beim Stand der Anzeige „20 : 20" gehen die beiden Ausgänge A_B der Zähler Z II / Z IV auf High; das Gatter G11 bringt über G2 die Anzeige auf „0 : 0" und über G1 FF I in den Inversionszustand.

Da der Ausgang Q von FF I jetzt High ist, gelangen die Taktimpulse der Schalter S2/S3 über G7, G9 und G10 an den Takteingang von FF II und kippen dieses nun bei jedem Eingabeimpuls. G8 ist durch ein Low an $\overline{Q}$ von FF I gesperrt.

FF II wurde durch das Einschalten so gesetzt, daß die Anzeige „Links gibt" aufleuchtet; die Taste Ta2 setzt über den Eingang P des Flipflops die Anzeige auf „Rechts gibt".

Die Verbindung Eingang D – Ausgang $\overline{Q}$ der Flipflops SN 7474 ist zum Arbeiten unbedingt erforderlich, siehe *Funktionstabelle*.

Die Anzeige des Standes der Zähler Z II...Z V erfolgt über die Decoder D I...D IV durch die Litronix-Anzeigen DL 747. Die 15 mm hohen Ziffern dieser Displays lassen sich auch auf einige Entfernung noch sicher ablesen.

Das Netzteil (Bild 2) ist nach üblichen Schaltungen aufgebaut. Die einzige Besonderheit ist das Stromstoßrelais. Durch leichten Druck auf Ta zum Anzug oder Abfall gebracht, schaltet es das Gerät ein oder aus. Selbstverständlich kann anstelle der Kombination Taster/Relais auch ein üblicher Schalter verwendet werden.

Die Ballaufgabeanzeige (*Bild 3*) erfolgt über handelsübliche Lampen in Einbaufassungen, die mit Vorwiderstand, geschaltet über die Relais Rel 2/Rel 3, an der 8-V-Versorgungsspannung betrieben werden. Relais wurden deshalb verwendet, weil die Bastelkiste nicht mehr genügend starke Transistoren enthielt. Als Alternative bietet sich eine elegantere Anzeigeschaltung nach *Bild 4* an.

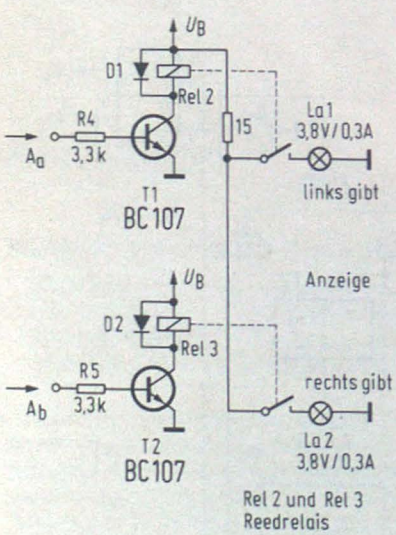


Bild 3. Ballaufgabeanzeige mit Relais

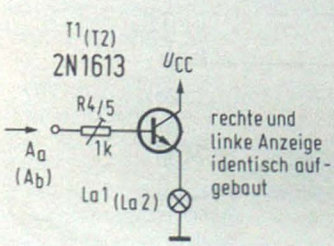


Bild 4. Ballaufgabeanzeige ohne Relais

Funktionstabelle SN 7474

Eingang D $t = t_n$	$t = t_{n+1}$	
D	Q	$\overline{Q}$
L	L	H
H	H	L

Die integrierten Schaltungen wurden auf zwei Platinen übereinander angeordnet; die untere enthält die Zähler und Decoder, die obere die Steuerlogik. Der Aufbau erfolgte auf Lochrasterplatinen mit Cu-Streifen, auf die 14- oder 16polige IS-Fassungen aufgelötet wurden. Ein Auswechseln der IS ist somit wesentlich vereinfacht. Mit kurzen Drähten wurden die entsprechenden Punkte auf der Platine verbunden.

Mit einem Winkel wurde die Platine, auf der sich die Anzeigeeinheit befindet, senkrecht stehend auf der unteren Platine befestigt. Diese Bauweise ermöglicht sehr kurze Drahtführung zu den einzelnen Baugruppen. Die so entstandene Steuer/Zähl/Anzeige-Einheit wurde als Block in das Gehäuse eingebaut und nur noch durch wenige Drähte mit der Stromversorgung, den Tastern, Diodenbuchsen und Relais verbunden.

Das Netzteil ist ebenfalls kompakt aufgebaut; die Elektronik wurde auf eine Lochrasterplatine gelötet und mit dem Gleichrichter auf das Kühlblech des Transistors T 3 geschraubt.

Anstelle der verwendeten diskreten Netzteilschaltung kann natürlich auch eine IS, z.B. LM 309 K etc., benutzt werden; aus Kostengründen wurde die hier beschriebene Schaltung vorgezogen. Die Taster für die Funktionen „Aus/Ein", „Reset 0 : 0/Aufgabe Rechts" und „Aufgabe Links" sind auf der Gehäuseoberseite angeordnet. Besonderheiten irgendwelcher Art sind beim Zusammenbau nicht zu beachten, ebenso entfällt ein Abgleich des Gerätes.

Beim ersten Arbeiten mit dem zusammengebauten Gerät wurden 3-adrige, unabgeschirmte Leitungen vom Zähler zum TT-Tisch geführt. Neben den installierten Leuchtstofflampen befand sich noch ein 2-kW-Heizofen im gleichen Raum; das Ein- oder Ausschalten dieser Apparate hatte ein völlig wirres Umspringen der Anzeige zur Folge. Daraufhin wurden die offenen Eingänge der Entprellgatter mit 40-nF-Kondensatoren nach Masse hin abgeblockt und abgeschirmte Kabel zu den Tisch-Schaltern gelegt. Jetzt arbeitete das Gerät bei allen Möglichkeiten elektrischer Störungen einwandfrei.

Erwin Eisenhardt

Dieser Stereoverstärker ist als Endstufe für einen Digital-UKW-Tuner gedacht, kann aber auch als moderner Stereoverstärker eingesetzt werden. Die gesamte Steuerung erfolgt über Berührungsschalter, bietet also höchsten Bedienungskomfort.

Stereoverstärker mit digitaler Steuerung und Anzeige

Bei dem Mustergerät werden Sieben-Segment-Anzeige-Röhren mit einer Ziffernhöhe von 15 mm verwendet, was dem Gerät ein besonderes Design verlieh. Zudem zeigen vier Leuchtdioden übersichtlich den Schaltzustand des Gerätes an.

Die Steuerung von Bässen und Höhen erfolgt in jeweils zehn Schaltschritten, die der Lautstärke, jeweils für rechts und links, in zwanzig Schaltschritten. Über Berührungsschalter kann das Gerät ein- und ausgeschaltet sowie ein Höhenfilter eingeschaltet werden. Die Umschaltung von Mono auf Stereo und von leise auf laut erfolgt ebenfalls mit Berührungsschaltern.

Bild 1 zeigt eine Blockschaltung des Gerätes.

Berührungsschalter

Beim Berühren des Sensors (*Bild 2*), der an der Frontplatte des Verstärkers angebracht wird, gelangt die Körperbrummspannung auf die Basis von T1 und wird verstärkt. Die monostabile Kippstufe 74123 wird mit dieser Rechteckspannung von 50 Hz, die durch das Übersteuern von T2 entsteht, über den Eingang I_B getriggert, solange der Sensor berührt wird. Durch die äußere Beschaltung (*Bild 3*) entsteht am Ausgang Q beim Berühren des Sensors ein H-Signal, beim Loslassen wieder ein L-Signal. Durch die äußere Beschaltung hat die Kippstufe eine Laufzeit von 0,5 s. Dadurch werden Berührungsprellungen unterdrückt.

Wird mit dem Sensor ein Flipflop 7474 geschaltet, muß zwischen Transistorverstärker und den Kippstufeneingang ein Schmitt-Trigger 7414 geschaltet werden. Er dient zur Erhöhung der Flankensteilheit. Der 74123 wird dann über den Eingang I_A angesteuert.

Taktgeber

Der Taktgeber ist aus drei NAND-Gliedern 7400, einem 500-pF-Kondensator und einem 100-Ω-Widerstand aufgebaut. Er steuert einen 74123, der einen Impuls von 100 ns liefert.

Zähler

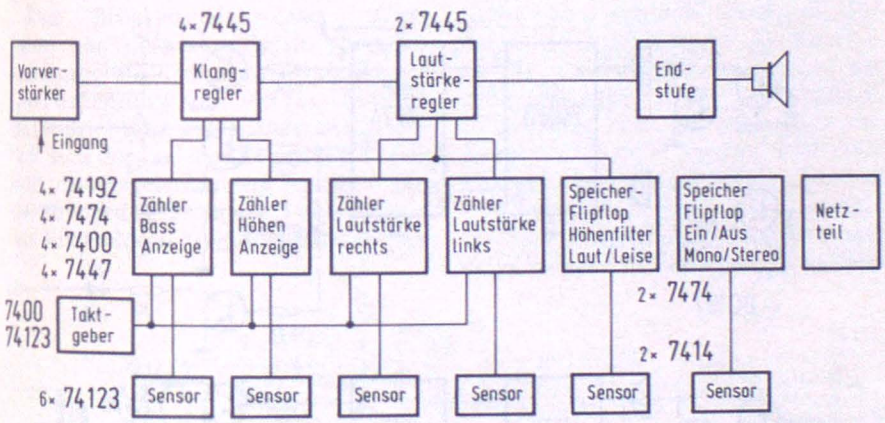
Als Zähler wird der Vor-Rückwärts-Dezimal-Zähler 74192 eingesetzt. Im ausgeschalteten Zustand werden alle vier Zähler, Lautstärke rechts und links, Baß und Höhen, über den Anschluß Cl (14) auf Q_A=L, Q_B=L, Q_C=L, Q_D=L gesetzt. Da der Zähler von 0 auf 9 und von 9 auf 0 zählt, wurde der Flipflop 7474 eingesetzt, um dies zu verhindern. Die Dioden D1,D2 und D3, D4 bilden jeweils eine UND-Verknüpfung.

Beim Einschalten des Geräts wird der Ausgang $\overline{Q}$ (8) des Flipflops über die Diode D6 und den Setzeingang $\overline{S}$ (10) auf L gesetzt. Über die Diode D2 liegt das L-Signal am Eingang (1) der NAND-Verknüpfung. Dadurch gelangen keine Zählimpulse an den Eingang (4) des Dezimalzählers. Durch diese Verriegelung wird verhindert, daß der Zähler von 0 auf 9 springen kann und die Lautstärke voll aufgedreht ist. Über den Rückstelleingang (4) wird $\overline{Q}$ (8) wieder auf H gesetzt, wenn der Zähler vorwärts zählt.

Hat der Zähler bis 9 gezählt, wird über die Diode D5 und den Setzeingang (4) der Ausgang Q (6) (IS 4) auf L gesetzt. Dadurch entsteht am Eingang (13) der NAND-Verknüpfung ein L-Signal, und es gelangen keine Zählimpulse mehr an den Zähler (5). Er kann also auch nicht von 9 auf 0 springen.

Vorverstärker, Höhen- und Tiefenregelung

Die erste Stufe arbeitet in Kollektorschaltung, um einen hohen Eingangswiderstand zu erreichen (*Bild 4*). Ansonsten weist der Vorverstärker keine Besonderheiten auf. Über einen 10-µF-Kondensator wird das Signal ausgekoppelt und in das Klangregelnetzwerk eingespeist. Die BCD-Dezimaldecoder (IS 13, 14) setzen das am Eingang an-



◄ Bild 1. Blockschaltung der digitalen Bedieneinheit

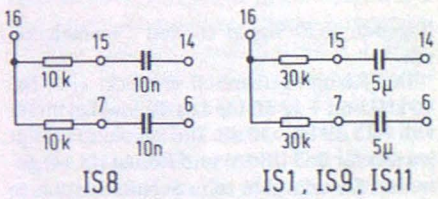


Bild 3. Beschaltung der SN 74123

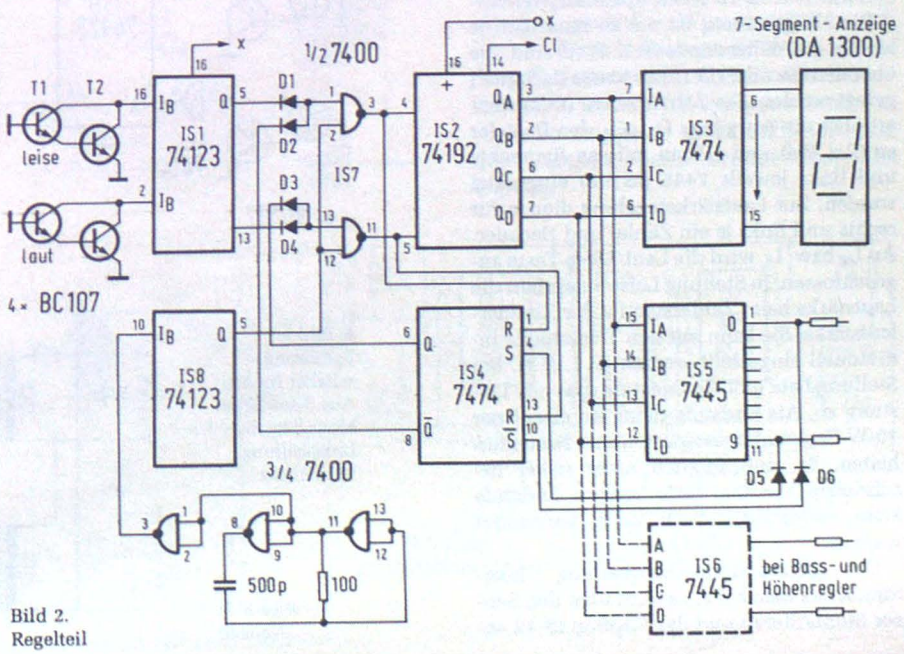


Bild 2. Regelteil

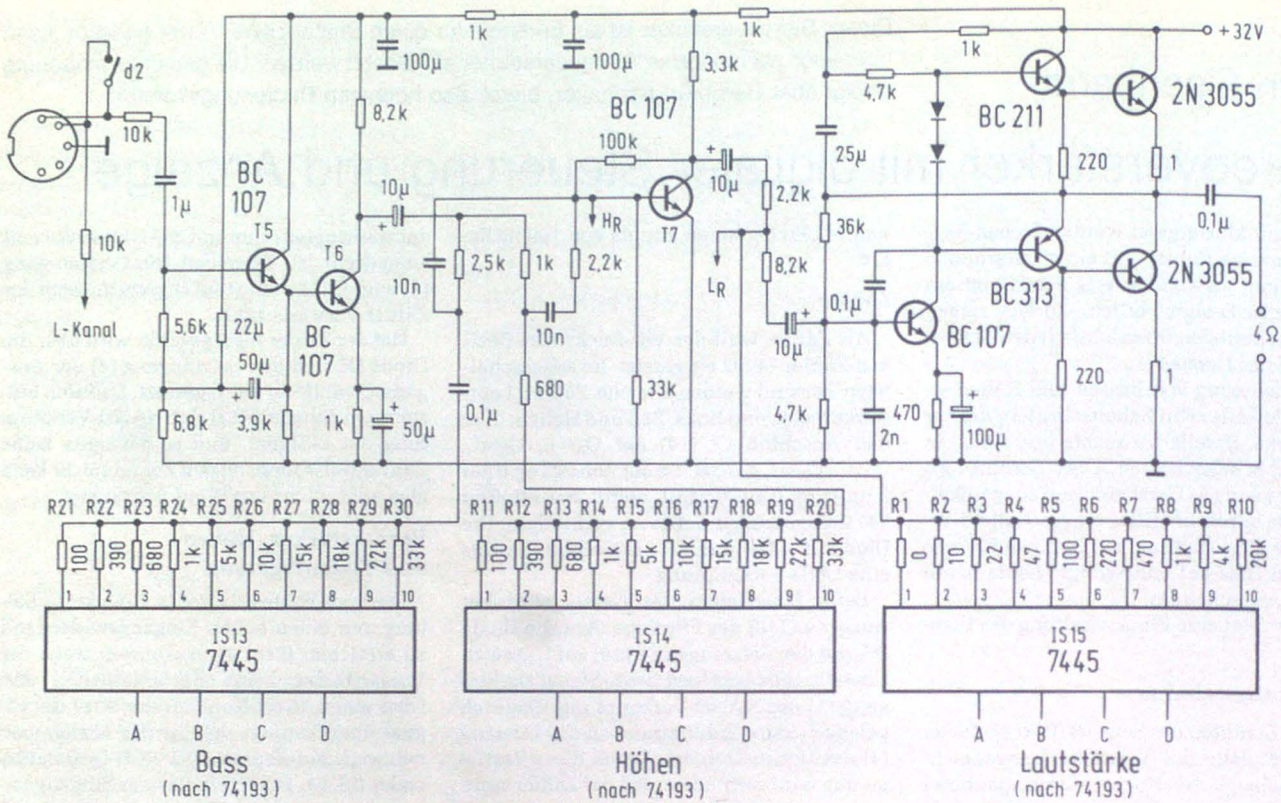


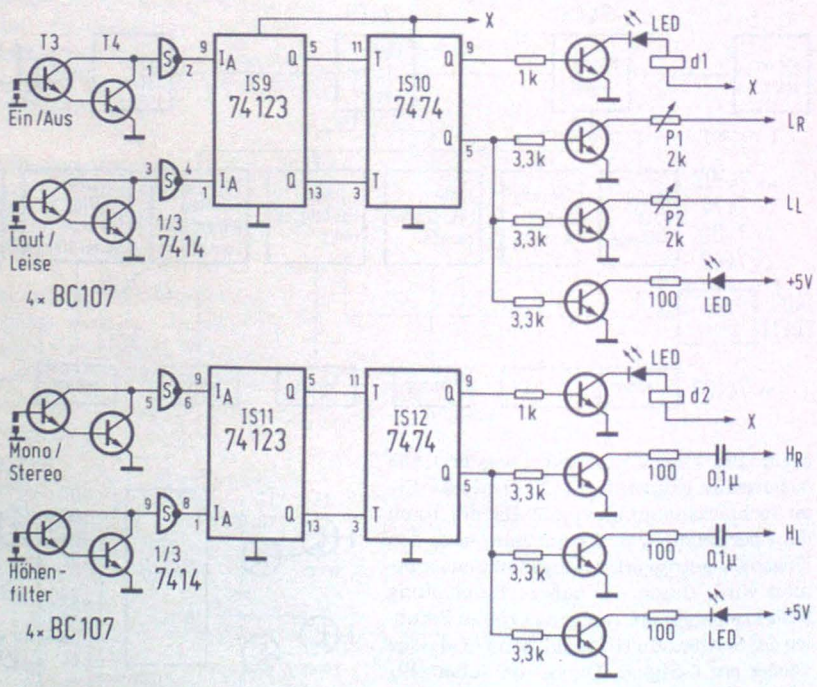
Bild 4. Stereoverstärker mit Endstufe und Decoder für Klang- und Lautstärkeregelteil

liegende BCD-Signal in den Dezimalcode um.

Der Klangregelbereich erstreckt sich bei 15 kHz von +12 dB bis –18 dB und bei 30 Hz von +15 dB bis –10 dB. Die Regelung erfolgt jeweils für Baß (IS 13) und Höhen (IS 14) getrennt. Sie erfolgt in zehn Schaltschritten, je nachdem welcher Ausgang das L-Signal führt. Über den Anschluß H_R bzw. H_L wird das Höhenfilter (*Bild 5*) angeschlossen. Der Transistor T7 gleicht den Verstärkungsrückgang der Klangregelstufe aus. Über einen weiteren 10-µF-Kondensator und die Lautstärkeregelung wird die Endstufe angesteuert. Die Widerstände 2,2 kΩ und 8,2 kΩ bilden mit R 1...R 10 einen Spannungsteiler.

Die Nf-Spannung ist um so niedriger, je kleiner die Widerstände (R 1...R 10) sind, die über den Decoder (IS 15) an Masse (L-Signal) gelegt werden. Der Zähler 74192 (IS 2) steuert über die Ausgänge Q_A...Q_D den Decoder an. Bei Baß und Höhen müssen für rechts und links jeweils 7445 (IS 5/6) eingesetzt werden. Zur Lautstärkeregelung dienen für rechts und links je ein Zähler und Decoder. An L_R bzw. L_L wird die Laut/Leise-Taste angeschlossen. In Stellung Leise entspricht die Lautstärke beim Zählerstand 9 der Zimmerlautstärke. Sie kann mit den Trimmpotis individuell eingestellt werden (P 1, P 2). Bei Stellung Laut gibt die Endstufe die volle Leistung ab. Als Endstufe dient ein eisenloser 10-W-Gegentaktverstärker ohne Besonderheiten. Er muß folglich nicht näher beschrieben werden. Jede andere Endstufe kann selbstverständlich auch verwendet werden.

Die Stereo/Mono-Umschaltung übernimmt das Relais d 2. Es wird über den Sensor Mono/Stereo und das Flipflop IS 12 an-



▲ Bild 5. Berührungsschalter für Ein/Aus, Laut/Leise, Mono/Stereo-Umschaltung, Höhenfilter

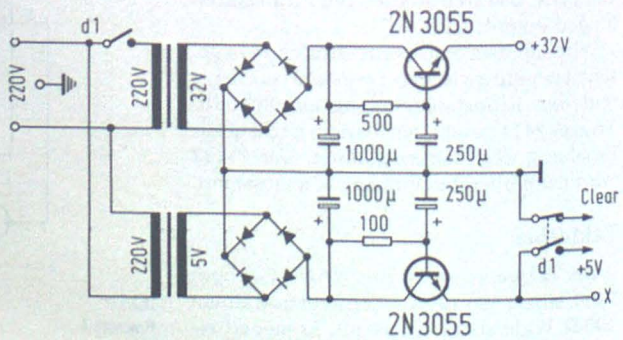


Bild 6. ▶ Netzteil

gesteuert. Der Arbeitskontakt d 2 ist direkt an den Eingang des Vorverstärkers geschaltet (Bild 4).

Netzteil

Bei der Stromversorgung der IS (5 V) müssen auch bei ausgeschaltenem Gerät für IS 9/10 zum Einschalten 5 V zur Verfügung stehen (Bild 6). Der Ausgang X wird mit den bezeichneten IS verbunden. Die restliche Stromversorgung wird über den Schließer d 1 eingeschaltet. Die Spannung steht dann am +5-V-Ausgang zur Verfügung. Sie versorgt sämtliche IS. Der Netztrafo für die Endstufen und Vorverstärker wird wechselstromseitig über d 1 ein- und ausgeschaltet.

Über den Öffner werden die Clear-Eingänge der Zähler beim Ausschalten an Masse gelegt und somit die Zähler auf L gesetzt.

Aufbau

Sämtliche IS wurden auf Lochrasterplatten aufgebaut. Es können auch gedruckte Leiterplatten verwendet werden, doch sollte man schon einige Erfahrung mit gedruckten Schaltungen haben.

Die Frontplatte sollte aus Hartpapier (Pertinax) bestehen, damit die Berührungsschalter nicht schon vor dem Berühren durchsteuern. Für die Sensoren und den Aufbau der Frontplatte sind der Phantasie keine Grenzen gesetzt.

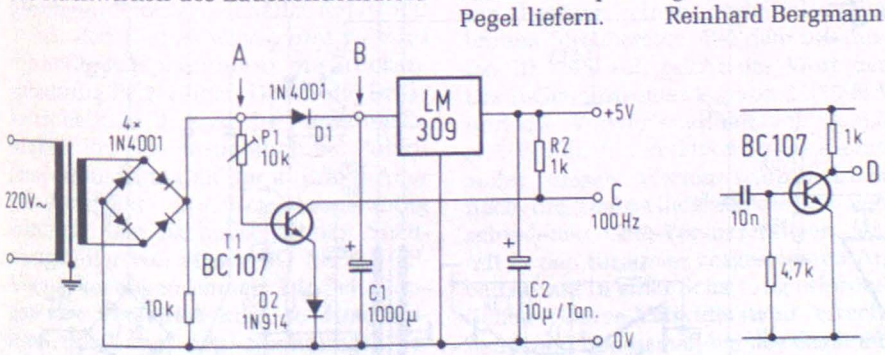
Netzgerät mit 100-Hz-Impulsausgang

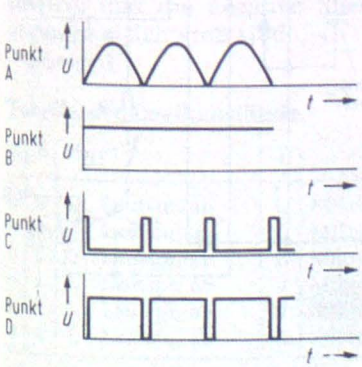
Häufig benötigt man für diverse Schaltungen, wie Frequenzmesser, Uhren, Stoppuhren usw., eine Frequenz von 100 Hz, wobei die Genauigkeit der Netzfrequenz völlig ausreicht. Die beschriebene Schaltung ermöglicht es, diese Frequenz direkt an der Stromversorgung abzugreifen, und benötigt keine getrennte Transformatorwicklung und keinen getrennten Brückengleichrichter.

Der Brückengleichrichter (*Bild*) formt aus der sekundären Wechselspannung des Trafos eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz. Über die in Flußrichtung geschaltete Diode D 1 lädt sich der Ladekondensator C 1 auf, und die Regelschaltung arbeitet. Die Ventilwirkung der Diode D 1 verhindert das Rückwirken des Ladekondensators C 1 auf den Punkt A der Schaltung, so daß nach wie vor an Punkt A eine pulsierende Gleichspannung ansteht. Der Trimmer P 1 leitet diese Spannung auf die Basis des Transistors T 1.

Unterschreitet die Eingangsspannung U_{BE} den zum Durchsteuern des Transistors notwendigen Wert, so wird die Emitter-Kollektor-Strecke gesperrt. An dem Arbeitswiderstand R 2 entsteht ein positiver Impuls, der sich bei jeder Halbwelle wiederholt. Die Diode D 2, die in Flußrichtung in die Emitterstrecke eingeschaltet ist, erhöht die Schaltsicherheit des Transistors. Gleichzeitig hebt sie aber auch das Ausgangspotential um den Wert ihrer Flußspannung an. Bei Schaltungen mit TTL-Bausteinen kann eine nachgeschaltete Anpassungsstufe den nötigen Pegel liefern.

Reinhard Bergmann





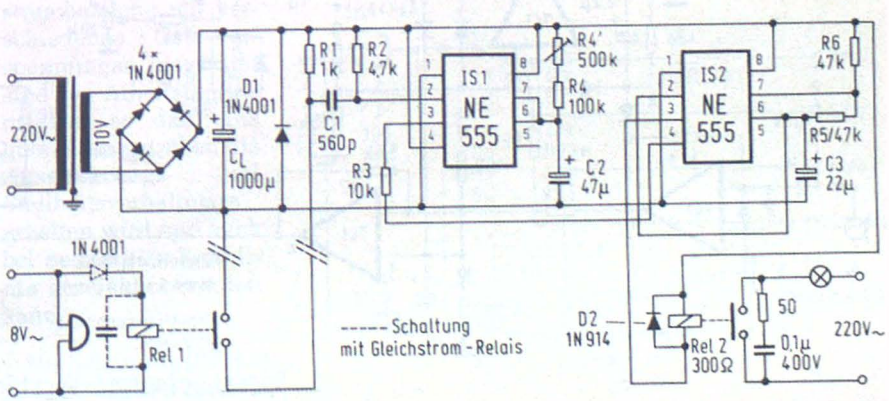
Schaltung des Netzgeräts mit 100-Hz-Ausgang und Anpassungsstufe für TTL

Türklingel für Gehörbehinderte

Diese Schaltung dient als Ersatz bzw. Ergänzung zur Haustürklingel für gehörbehinderte Menschen. Sie schaltet für eine bestimmte Zeit eine Lichtquelle, z.B. Punktstrahler, mehrere Male an und aus. Gehörbehinderte Menschen können in der Regel die Lichtsignale besser aufnehmen.

Der weite Spannungsbereich der verwendeten Timer NE 555 von 5...15 V ermöglicht eine einfache Stromversorgung ohne Stabilisierungsschaltung. Die Diode D 1 schützt die Schaltung vor evtl. auftretenden, kurzen Netzspannungsspitzen *(Bild)*. Netzspannungsschwankungen verursachen nur geringfügige Veränderungen in den eingestellten Zeiten, die bei dieser Schaltung vernachlässigt werden können. Parallel zur Türklingel bzw. Gong wird ein dafür geeignetes Relais Rel 1 – 8-V-Wechselstromrelais oder ein entsprechendes Gleichstromrelais – eingeschaltet. Die Kontakte dienen zur potentialfreien Triggerung des Timers IS 1. IS 1 ist ein Monoflop, dessen Ausgangsimpuls von der Kombination R 4, R 4', und C 2 bestimmt wird. In der gezeichneten Schaltung kann der Impuls mit dem Trimmer R 4', von etwa 3,25 s bis 19,5 s eingestellt werden. Die Werte errechnen sich nach der Formel $t = R \cdot C \cdot 0{,}69$.

Der Ausgangsimpuls gibt für die gewählte Zeit über den Reseteingang des Timers IS 2 diesen frei. IS 2 ist ein Oszillator, der direkt das Relais Rel 2 ansteuert. Zeitbestimmend für die Einschalt- bzw. Ausschaltdauer sind die Widerstände R 5, R 6 und der Kondensator C 3. Mit den gewählten Werten ergeben sich für die Einschaltdauer 0,75 s und die Ausschaltdauer 1,5 s. Fällt das Monoflop IS 1 in den Ausgangszustand zurück, so stoppt es den Oszillator, und der Vorgang kann erneut ausgelöst werden.



Schaltung der optischen Türglocke

Hubert Tuschmann

Mit OP-Verstärkern läßt sich auf einfache Weise eine Schaltung für eine Freisprecheinrichtung aufbauen. Durch logische Auswertung der gleichgerichteten Sprachsignale wird die Übertragungsrichtung des Signals gefunden. Davon abhängig wird die entgegengesetzte Übertragungsrichtung gesperrt und so die Entstehung von Rückkopplungsschwingungen vermieden.

Rückkopplungsfreie Tür-Freisprecheinrichtung

Das Schaltungsprinzip läßt sich bei Wechselsprechanlagen (Vermeidung der Umschaltung) oder für anwählbare Tür-Freisprecheinrichtungen von Haus- oder Nebenstellenanlagen verwenden. Im folgenden soll die Schaltung in Anwendung bei einer Tür-Freisprecheinrichtung betrachtet werden.

Die Schaltung (*Bild 1*) der Tür-Freisprecheinrichtung besteht im wesentlichen aus fünf Schaltungen:

1. Sprachausgabe-Verstärker
2. Sprachaufnahme-Verstärker
3. Umschaltlogik
4. Rufstromerkennung
5. Schleifenschluß-Überwachung

Sprachausgabe-Verstärker

Der Sprachausgabe-Verstärker ist aus zwei Verstärkerstufen, einem Vorverstärker mit großem Verstärkungsfaktor und einem Ausgangsverstärker mit einem Faktor < 1 zur Ansteuerung der Endtransistoren, aufgebaut. Der Verstärkungsfaktor der Vorstufe wurde deshalb groß gewählt, um bei einem schwachen Eingangssignal ein genügend großes gleichgerichtetes, negatives Steuersignal gegenüber dem fiktiven Massepunkt M an Punkt B zu erreichen. Dieses Signal ist ein Eingangssignal für die Umschaltlogik. Der Punkt X der Umschaltlogik ist über eine Entkopplungsdiode mit dem nichtinvertierenden Eingang des Ausgangsverstärkers verbunden. Mit dem Signal logisch L (positiv gegen M) am Punkt X wird der Verstärker stark übersteuert und für die Übertragung des analogen Sprachsignals gesperrt.

Sprachaufnahme-Verstärker

Der Sprachaufnahme-Verstärker ist ähnlich aufgebaut wie der Sprachausgabe-Verstärker. Das Eingangssignal wird kapazitiv auf den hochverstärkenden Vorverstärker gegeben. Am Punkt A kann bereits bei schwachem Eingangssignal ein gegen M negatives Steuersignal abgenommen werden. Der Ausgangsverstärker koppelt mittels des Übertragers das Sprachsignal auf die a- und b-Ader der Anschlußleitung. Der nichtinvertierende Eingang des Ausgangverstärkers ist über die Entkopplungsdiode mit dem Punkt Y der Umschaltlogik verbunden. Ein Signal, logisch L, sperrt den Ausgangsverstärker für ein abgehendes Sprachsignal.

Umschaltlogik

Die Umschaltlogik bildet mit zwei OP-Verstärkern ein Flipflop (*Bild 2*). Die Schaltzustände des FF's lassen nur die Übertragung des Sprachsignals in

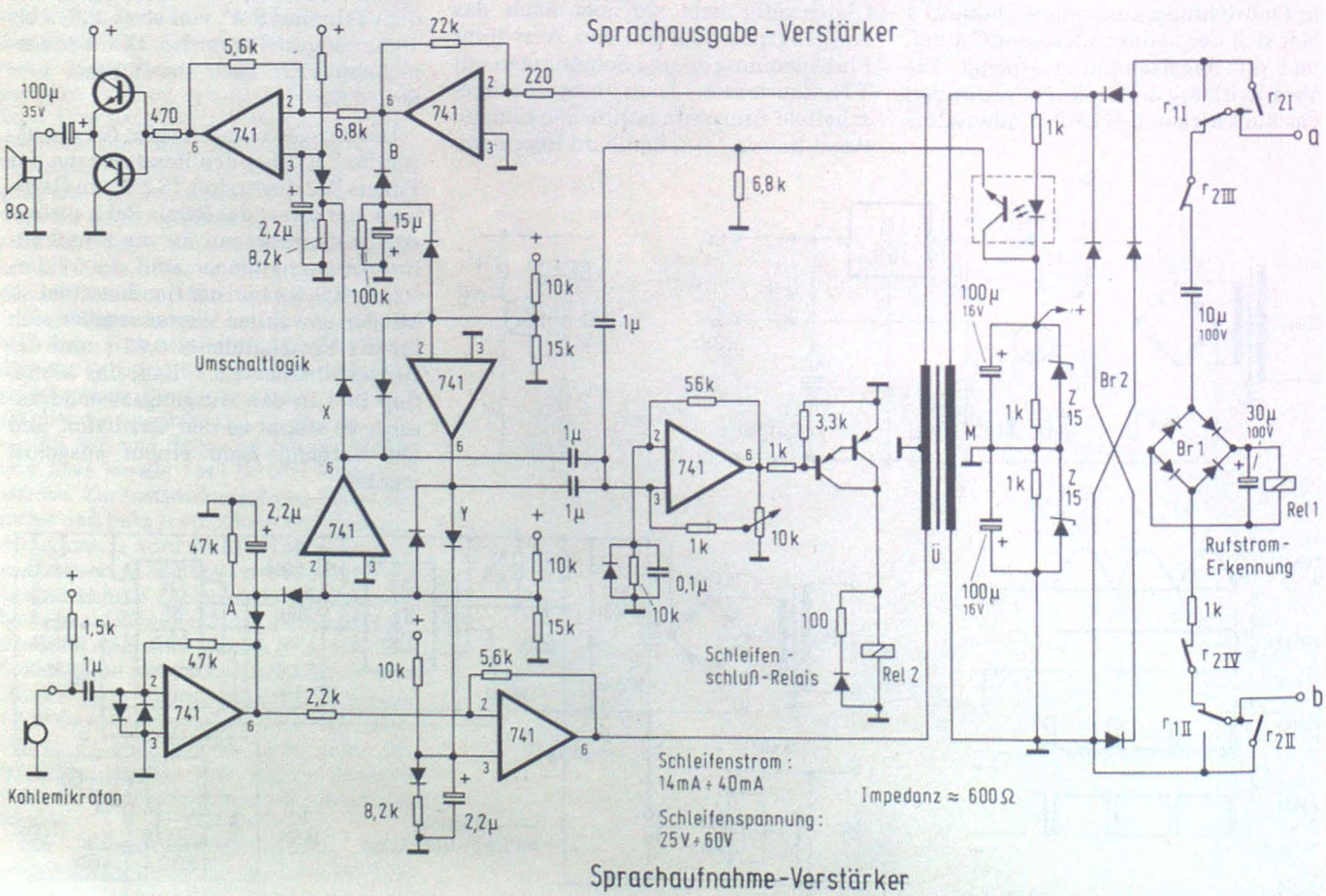


Bild 1. Schaltung der rückkopplungsfreien Türsprecheinrichtung

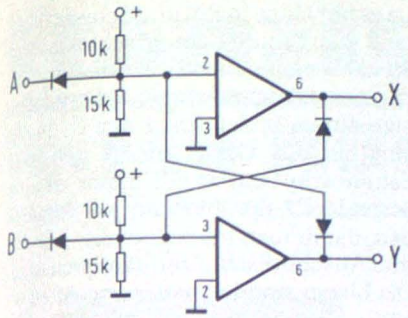


Bild 2. Die Umschaltlogik – RS-Flipflop mit OP-Verstärkern

einer Richtung oder die Sperrung beider Richtungen (siehe *Tabelle*) zu.

Die Wertigkeit der Eingangssignale für die Steuerlogik – Signale A und B – wird bestimmt durch die Polarität gegenüber dem Punkt M; ein positives Signal gegenüber M bedeutet L, negativ bedeutet 0. Durch diese Eigenschaft ist die Arbeitsweise der Schaltung weitgehend unabhängig von der Speisespannung und macht deshalb die Schaltung arbeitsfähig in einem großen Betriebsspannungsbereich.

Rufstromerkennung

Die Tür-Freisprecheinrichtung erkennt eine Belegung durch den Empfang des 50-Hz-Rufstromes der Telefonanlage. Im Ruhezustand ist nur der Empfangskreis für die Rufstromerkennung an der a- und b-Ader kapazitiv angekoppelt. Das ankommende Rufsignal wird mit der Brückenschaltung Br 1 gleichgerichtet und schaltet Relais Rel 1. Mit den Kontakten r_{1II} und r_{1I} wird die Schleifenspannung an die Brückenschaltung Br 2 gelegt. Durch die Brükkenschaltung Br 2 ist die Funktionsfähigkeit der Schaltung auch bei Polaritätsvertauschung an der a- und b-Ader gewährleistet. Die Betriebsspannung wird an dem nachgeschalteten Spannungsteiler von etwa 3 kΩ für die OP-Verstärker abgenommen. Die Schaltungen der Verstärker sind so dimensioniert, daß sie den Spannungsteiler symmetrisch belasten und damit die positive und die negative Spannung gegen M gleich groß sind.

Tabelle der Logikzustände

A	B	X		Y	
0	0	L	Lautspr. ab	L	Mikro ab
L	0	0	Lautspr. an	L	Mikro ab
L	L	0	Lautspr. an	L	Mikro ab
0	L	L	Lautspr. ab	0	Mikro an
L	L	L	Lautspr. ab	0	Mikro an
0	0	L	Lautspr. ab	L	Mikro ab

L ≙ A, B ≧ 0 V gegen Masse
0 ≙ A, B < 0 V gegen Masse

Für die Funktion der Schaltung ist es unkritisch, ob geringfügige Abweichungen in der Symmetrie oder unterschiedliche Betriebsspannungen vorkommen. Bei großen Betriebsspannungen – bedingt durch geringen Schleifenwiderstand – sorgen die Z-Dioden dafür, daß die zulässige Betriebsspannung von ± 15 V für die OP-Verstärker nicht überschritten wird.

Schleifenschluß-Relais

Das Schleifenschluß-Relais Rel 2 dient zum Halten des Schleifenstromes oder zum automatischen Auslösen der Verbindung durch Unterbrechung des Schleifenstromes, wenn nicht innerhalb eines einstellbaren Zeitabschnittes (etwa 30 s) eine Umschaltung in der Umschaltlogik stattfand. Zur Bestimmung dieses Zeitintervalls wird ein als Monoflop geschalteter OP-Verstärker benutzt. Der OP-Verstärker schaltet einen Darlington-Treiber für Rel 2.

Zum Start des Monoflops dient der in den Spannungsteiler eingebaute Opto-Koppler. Wenn durch den Rufstrom bedingt Rel 1 geschaltet hat, wird mit r_{1I} und r_{1II} Spannung an den Spannungsteiler gelegt. Der Opto-Koppler wird durchgeschaltet, und abhängig vom Start des Zeitgliedes wird Rel 2 erregt. Mit den Kontakten des Relais Rel 2, r_{2I} und r_{2II}, wird der Schleifenstrom gehalten. Die Kontakte r_{2III} und r_{2IV} schalten während des Betriebes den Rufstromerkennungskreis ab.

Wenn innerhalb des eingestellten Zeitintervalls keine Umschaltung des Flipflops erfolgte, also nicht gesprochen wurde, fällt Rel 2 ab. Die Verbindung zur Telefonanlage wird durch die Schleifenstromunterbrechung ausgelöst.

Ing. Günther Schellhorn

Feldeffekttransistor-Tester

Für die üblichen bipolaren Transistoren sind verschiedene preiswerte Tester im Handel, nicht jedoch für Feldeffekttransistoren. Die nachfolgende Arbeit bringt die Bauanleitung eines preiswerten und leicht zu bauenden Transistortesters mit gleichwohl hohem praktischem Gebrauchswert für Sperrschicht- und MOS-FET (auch Dual-Gate-FET) sowie Arrays dieser Typen.

Handelsübliche Feldeffekttransistoren besitzen einen verhältnismäßig breiten Streubereich. Bei dem bekannten BF 245 z.B. reicht der Wert des Drain-Gleichstromes I_{Dss} von 2...25 mA und die Vorwärtssteilheit von 3...6,5 mA/V. Für den Praktiker interessieren außer diesen Werten hauptsächlich noch die Drain-Gleichströme bei verschiedenen Gate-Vorspannungen, damit er den für einen vorgesehenen Arbeitspunkt in einer Schaltung erforderlichen Source-Vorwiderstand errechnen kann. Demgemäß hat das Gerät außer einem I_{Dss}-Meßbereich zwei Drainstrombereiche mit verschiedenen Gate-Vorspannungen. Insgesamt sind vier Arbeitspunkte meßbar, so daß eine gute Aussage über die Aussteuerungs- und Steilheitsverhältnisse erhalten wird und auch bei Bedarf eine Kennlinie gezeichnet werden kann.

Die Schaltung (*Bild 1*) ist sehr einfach und in ihrer Funktion leicht zu verstehen. Eine übliche 9-V-Batterie liegt einerseits über das mittels P auf 25 mA Endausschlag einregulierte Meßinstrument und andererseits über den Drucktaster T 1 am N-P-Kanal-Umschalter S. Die Drain-Anschlußklemme für den Prüfling liegt über den Schutzwiderstand R 1 von 68 kΩ an dem einen Anschluß des N-P-Umschalters S. Die Source-Anschlußklemme ist über zwei hintereinandergeschaltete Vorspannungskombinationen mit dem anderen Kontakt des Umschalters S verbunden. An diesem liegt unmittelbar auch die Gate-Anschlußklemme G 1.

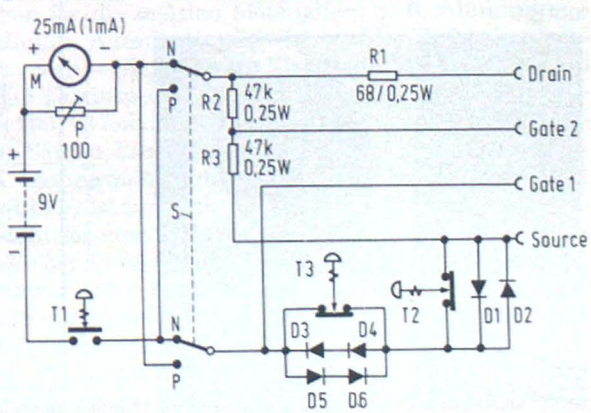


Bild 1. Schaltung des Meßgeräts

Die eine Vorspannungskombination besteht aus zwei gegenparallel geschalteten Siliziumdioden D 1 und D 2 beliebigen Typs, die andere aus gegenparallel geschalteter Serienschaltung zweier Siliziumdioden D 3, D 4 bzw. D 5, D 6. Die Kombination D 1, D 2 ist mit dem Ruhekontakt-Drucktaster T 2 einschaltbar, die andere mit dem Drucktaster T 3. Der Anschluß für das Gate 2 liegt am Abgriff eines Spannungsteilers aus den Widerständen R 2 und R 3 von je 47 kΩ oder mehr (nicht kritisch).

Funktionsprinzip

Es sei angenommen, an die Prüflingsanschlüsse sei ein Dual-Gate-Feldeffekttransistor angeschlossen. Nach Drücken des Tasters T 1 wird nun unmittelbar der Wert I_{Dss} angezeigt, denn Gate 2 erhält eine positive Vorspannung von 4,5 V und Gate 1 wegen der durch T 2 und T 3 überbrückten Diodenkombinationen die Vorspannung Null. Wird nun einer der Taster T 2, T 3 – oder beide – zusätzlich gedrückt, so erhält das Gate 1 gegenwirkende Vorspannungen von –0,75 V, –1,5 V und –2,25 V entsprechend der Schleusenspannung der Siliziumdioden bzw. den doppelten Wert.

Die Verwendung von Siliziumdioden hat den erheblichen Vorteil, daß die Gate-Vorspannungen von den Drainströmen des Prüflings praktisch unabhängig sind, was bei ohmschen Widerständen nicht der Fall wäre. Wenn ein Dual-Gate-Feldeffekttransistor als Single-Gate-Feldeffekttransistor verwendet werden soll, so sind die beiden Gates, welche beim Transistor direkt nebeneinanderliegen, einfach zusammenzuschalten, was mit den verwendeten IS-Clips sehr leicht ist. Die Vorspannung des Gates 2 mit 4,5 V liegt um rd. 10 % über den Werten der Datenbücher. Das wurde hier aber in Kauf genommen, weil man infolge des dadurch ausreichenden einfachen Spannungsteilers R 2, R 3 beim Umschalten von N-Kanal- auf P-Kanal-Feldeffekttransistoren keinen weiteren Kontakt am Schalter S benötigt.

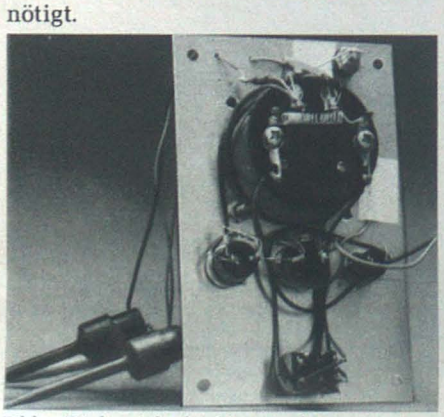


Bild 2. Rückansicht der Montageplatte

Der maximale Drainstromwert von 25 mA beim Instrument M hat den Vorteil, daß man die Skalenstrich-Teilung eines üblichen 1-mA-Meßinstrumentes weiter verwenden kann, was z.B. bei einem Wert von 30 mA nicht möglich wäre. Die Gates von MOS-FET, welche noch keine Schutzdioden haben, können nicht durch statische Aufladungen zerstört werden, solange sie am Gerät angeschlossen sind. Dies wird bei Gate 2 durch den ständig eingeschalteten ohmschen Spannungsteiler R 2/R 3 bewirkt.

An sich könnte der Taster T 1 eingespart werden, wenn als N-P-Umschalter ein Typ mit neutraler Mittelstellung gewählt wird. Die hier verwendete Lösung hat den Vorteil, daß das Gerät nie versehentlich eingeschaltet weggestellt werden kann (Batterie!) und daß die Bedienung ähnlich einfach ist wie die eines üblichen Vielfachmeßgerätes. Sie erinnert übrigens an die der bekannten Funke-Röhrenprüfgeräte: Dort mußte beim Drücken der Taste „Aussteuerung" der Zeigerausschlag zurückgehen, hier geschieht das beim Drücken der Taster T 2 und T 3.

Aufbau und Abgleich

Es werden ausschließlich handelsübliche Bauteile verwendet. Das Instrument ist ein Typ mit 1 mA Vollausschlag, das Gehäuse Teko P 2. Die Dioden D 1...D 6 sind an die Anschlußfahnen der Taster T 2 und T 3 angeschlossen. Die Widerstände R 2, R 3 sind an die nicht benötigten Anschlüsse der Skalenbeleuchtung des Instrumentes als Stützpunkt angelötet. P und R 1 sind freitragend eingelötet. *Bild 2* zeigt eine Rückansicht der Montageplatte.

Der Prüfling wird über sogenannnte IS-Clips verschiedener Farbe angeschlossen: Rot für Drain, Schwarz für Source, Blau für Gate 1, Weiß für Gate 2.

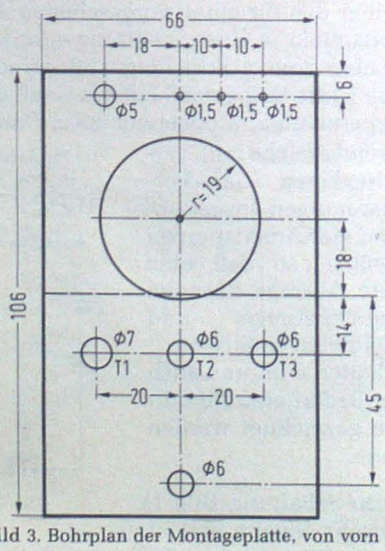


Bild 3. Bohrplan der Montageplatte, von vorn gesehen

Da es nur Clips in Rot und Schwarz gibt, muß man für die Gate-Anschlüsse zwei Stück entsprechend lackieren. Die Clips werden über entsprechend farbige dünne Litzen (ca. 1 mm Ø, 14 cm lang) in das Gerät geführt mit Ausnahme von Gate 2. Für dieses ist eine besondere 2-mm-Steckbuchse vorgesehen, damit man normalerweise nur mit drei Anschlußschnüren hantieren muß. Die Litzen sind in Bastlergeschäften erhältlich (für Spielzeugeisenbahnen). Die Clips haben den besonderen Vorteil, daß man auf einfachste Weise auch die Einzeltransistoren von Transistorarrays anschließen kann.

Beim verwendeten Instrument wird die ursprüngliche Beschriftung mit einer Rasierklinge vorsichtig (!) wegradiert und eine neue Beschriftung 0 – 5 – 10 – 15 – 20 – 25 mit 2-mm-Letraset-Buchstaben angebracht (Skalenblatt abschrauben). Letztere dienen auch zur Beschriftung der Frontplatte.

Bild 3 zeigt die Maße der Frontplatte, von vorn gesehen, *Bild 4* das fertige Gerät.

Abgleich

Falls ein Instrument mit 25 mA Endausschlag verwendet wird, sind keinerlei Einstellungsarbeiten erforderlich. Bei Verwendung eines 1-mA-Instrumentes muß dieses mit einem 100-Ω-Trimmpoti auf 25 mA Endausschlag eingestellt werden. Dazu stellt man zunächst P auf Null Ω, legt ein 1-kΩ-Potentiometer und ein Milliamperemeter (z.B. Vielfachinstrument) in Serie zwischen Drain und Source und stellt mit dem 1-kΩ-Potentiometer bei gedrücktem T 1 einen Wert von 20 mA ein. Danach vergrößert man den Wert von P vorsichtig so lange, bis das Instrument M ebenfalls 20 mA anzeigt. Anstelle des 1-mA-Instrumentes kann auch (wie beim Mustergerät) ein 10-mA-Typ verwendet werden. Dann ist jedoch der Abgleich umständlicher, weil jetzt anstelle des Trimmpotis P Widerstandsdraht verwendet werden muß.

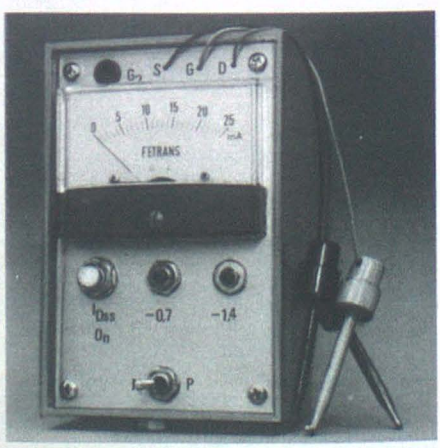


Bild 4. Ansicht des Gerätes

Die in Kraftfahrzeugen gebräuchlichen Drehzahlmesser funktionieren fast alle nach dem gleichen Prinzip. Vom Unterbrecher gelieferte Impulse werden in einer monostabilen Kippstufe in Impulse gleicher Spannung und Länge geformt und dann in einem Drehspulinstrument integriert. Der Ausschlag des Instruments ist proportional der Drehzahl des Motors, die Skala ist direkt in U/min geeicht. Ein großer Nachteil haftet dem Drehspulinstrument an. Große Trägheit, Reibungsfehler und Erschütterungsempfindlichkeit machen es zum schwächsten Glied in dieser Meßanordnung.

Peter Ulrich

Drehzahlmesser mit LED-Anzeige

Das Meßprinzip

Seit einiger Zeit bietet die Halbleiterindustrie integrierte Schaltungen an, die eine optische Wiedergabe einer Gleichspannungsgröße über eine Leuchtdiodenzeile ermöglichen. Mit ihnen läßt sich relativ einfach eine optische Anzeige aufbauen, die für eine Erfassung von Richtwerten vollkommen ausreicht. Für den hier beschriebenen Drehzahlmesser wurde die integrierte Schaltung UAA 170 der Firma Siemens gewählt. Die zu messende Größe wird bei dieser IS als Leuchtpunkt auf einer LED-Skala mit maximal 16 Leuchtdioden dargestellt.

Vor der Schaltungsbeschreibung noch etwas Theorie. Bei einem Ottomotor kann die Anzahl der vom Unterbrecherkontakt gelieferten Zündimpulse als Maß für die Drehzahl verwendet werden. Sie hängt ab vom Motortyp (Zweitakter oder Viertakter), von der Anzahl der Zylinder und von der Drehzahl des Motors. Sind die drei Größen bekannt, kann die Anzahl der vom Unterbrecher gelieferten Impulse pro Sekunde bei einer bestimmten Drehzahl errechnet werden. Dabei muß man aber noch wissen, daß bei einem Einzylinder-Zweitaktmotor der Unterbrecher 1 Impuls/U liefert, während der Unterbrecher eines Einzylinder-Viertaktmotors nur bei jeder zweiten Umdrehung einen Impuls abgibt. Ein Viertaktmotor liefert also gegenüber einem Zweitaktmotor bei gleicher Drehzahl nur halb soviele Impulse.

Daraus läßt sich folgende Formel aufstellen:
f = Impulse pro Sekunde

$$f = \frac{n \cdot z}{60 \cdot c}$$

n = Drehzahl U/min
z = Zahl der Zylinder
c = 1 bei Zweitaktmotor
2 bei Viertaktmotor

Mit Hilfe dieser Formel läßt sich eine Tabelle aufstellen, aus der das Verhältnis zwischen Drehzahl in U/min und den vom Unterbrecher gelieferten Impulsen pro Sekunde in Hz entnommen werden kann.

Da in der Praxis die meisten Kraftfahrzeuge mit einem 4-Zylinder-Viertaktmotor mit einer maximalen nutzbaren Drehzahl unter 6000 U/min ausgerüstet sind, wurde der hier vorgestellte Drehzahlmesser für eine maximale Drehzahl von n_{max} = 6000 U/min

FS-Bausatz

≙ 200 Hz ausgelegt. Wenn für je 500 U/min eine Leuchtdiode verwendet wird, ergeben sich dann bei einem Meßbereich II von 0...6000 U/min 13 Leuchtdioden. Für eine genaue Messung der Leerlaufdrehzahl läßt sich der Meßbereich I auf 1200 U/min umschalten. Bei einem fließenden Übergang der Leuchtdioden erhält man dann eine Ablesegenauigkeit von 250 U/min für Meßbereich II und 50 U/min für Meßbereich I, was in den meisten Fällen ausreicht.

Zur Anzeige der Drehzahl dienen rot leuchtende Leuchtdioden. Um das Ablesen zu erleichtern, sind im Meßbereich II alle 1000 U/min durch eine grüne Leuchtdiode gekennzeichnet, im Meßbereich I zwangsläufig alle 200 U/min. Die Helligkeit aller LED paßt sich durch eine in der IS 2 eingebauten Steuerung automatisch an die Umwelthelligkeit an. Um den Nachbau des Drehzahlmessers zu erleichtern, wurde für die Impulsaufbereitung eine integrierte Schaltung SAK 215 von der Firma Intermetall verwendet.

Schaltungsbeschreibung

Die monolithisch integrierte Schaltung SAK 215 enthält im wesentlichen einen monostabilen Multivibrator, der die ankommenden Impulse in Ausgangsstrom-Impulse konstanter Amplitude und Zeit umformt (*Bild 1*). Die ganze Schaltung verhält sich zwischen den Anschlüssen 7 und 1 wie eine Z-Diode mit einer Durchbruchspannung von 7,4...8,2 V. Mit einem Vorwiderstand läßt sich so eine stabile Betriebsspannung herstellen, die die IS unempfindlich gegen Betriebsspannungsschwankungen macht. Genauere Infromationen können aus den Datenbüchern entnommen werden (1).

Die vom Unterbrecher kommenden Impulse gelangen über R 1 zum Eingang von

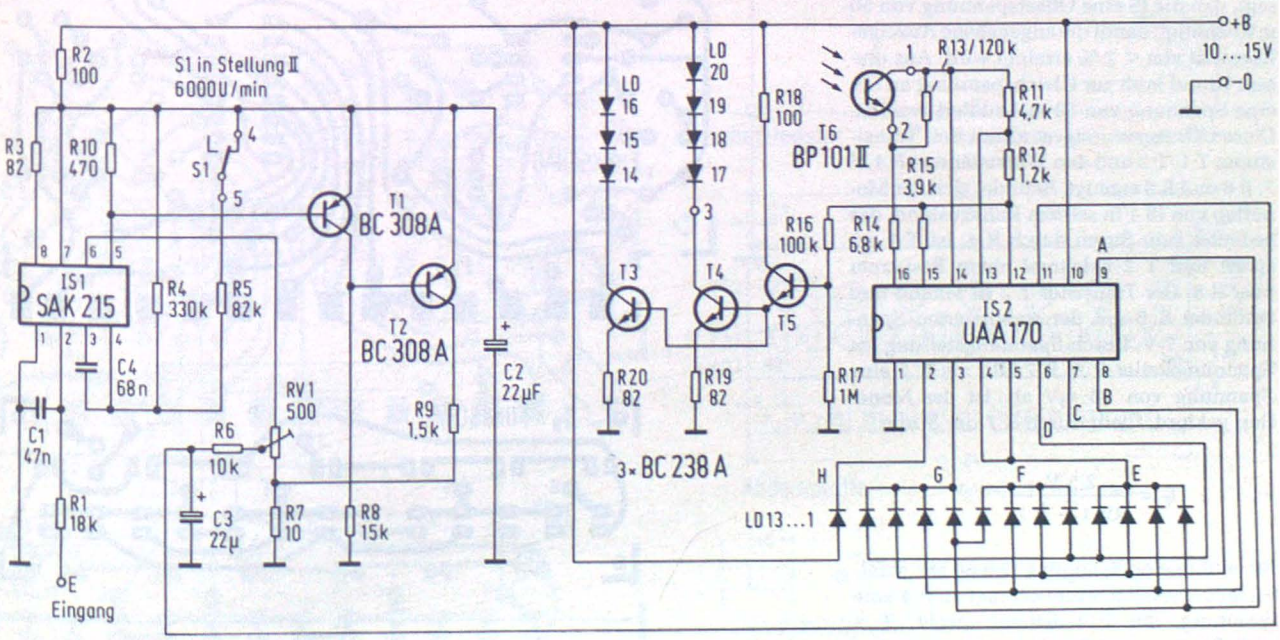


Bild 1. Schaltung des Drehzahlmessers mit zwei Meßbereichen. Statt des Transistors BC 178 ist u. a. auch der Typ BC 308, statt des BC 108 A auch der Typ BC 238 verwendbar

IS 1. Der Kondensator C 1 bildet mit R 1 einen Tiefpaß. R 2 dient als Vorwiderstand zur Stabilisierung der Betriebsspannung von IS 1. R 3 trägt als Bypaß-Widerstand zum einwandfreien Funktionieren der Stabilisierungsschaltung bei. Beide Widerstände sind so bemessen, daß die ganze Schaltung mit einer Versorgungsspannung von 10...15 V einwandfrei arbeitet. Die Dauer des Monoflop-Impulses wird mit dem RC-Netzwerk C 4, R 4 und R 5 eingestellt. Die RC-Kombination C 4/R 4 legt die Impulslänge für den Meßbereich I (1200 U/min) fest. Für den Meßbereich II wird R 5 mit S 1 dem R 4 parallelgeschaltet und damit der Meßbereich auf 6000 U/min erweitert.

Da das RC-Netzwerk C 4, R 4 und R 5 maßgebend am TK des monostabilen Multivibrators beteiligt ist, sollten nur die in der Bauteileliste angegebenen Bauteile verwendet werden. Für C 4 kann auch noch der Wert 82 nF eingesetzt werden.

Den Ausgang des Monoflops bildet ein Transistor, wobei der Kollektor an Pin 5 und der Ermittler an Pin 6 liegt. Durch die interne Verschaltung der IS 1 sind die Spannungsimpulse an Pin 6 auf 2,3...2,6 V festgelegt. Mit den Widerständen RV 1 und R 7 wird der Strom, der durch den Kollektorwiderstand R 10 fließt, bestimmt. Die Spannungsimpulse an RV 1, deren Amplitude einstellbar ist, werden mit dem RC-Glied R 6, C 3 integriert. Die Zeitkonstante ist so gewählt, daß eine Drehzahl von 700 U/min noch flackerfrei angezeigt wird. Am Kondensator C 3 liegt eine Gleichspannung, die proportional der Frequenz der Zündimpulse ist und damit auch proportional der Drehzahl des Motors. Diese Gleichspannung steuert direkt die Anzeigeschaltung mit IS 2.

Die integrierte Schaltung UAA 170 ist bereits ausreichend in der Fachliteratur beschrieben worden [2, 3]. Es sei nur kurz gesagt, daß die IS eine Offsetspannung von 50 mV benötigt, damit die angegebene Anzeigelinearität von < 2 % erreicht wird. Aus diesem Grund muß zur Gleichspannung an C 4 eine Spannung von 50 mV addiert werden. Diese Offsetspannung wird mit den Transistoren T 1, T 2 und den Widerständen R 4, R 7, R 8 und R 9 erzeugt. Befindet sich der Monoflop von IS 1 in seinem Ruhezustand, das bedeutet kein Strom durch R 4, ist T 1 gesperrt und T 2 bekommt einen Basistrom über R 8. Der Transistor T 2 ist leitend und verbindet R 9 mit der stabilisierten Spannung von 7 V. Durch Spannungsteilung am Spannungsteiler R 9, R 7 fällt am R 7 eine Spannung von 50 mV ab. Ist der Monoflop gekippt, fließt durch R 7 der Strom

$$I_E = \frac{2{,}5\ V}{RV\,1 + R\,7}$$

der an ihm eine Spannung von 50 mV abfallen läßt. Derselbe Strom erzeugt an R 4 eine Spannung, die T 1 leitend macht. T 1 schließt die Basis-Emitterstrecke von T 2 kurz, die in den stromlosen Zustand übergeht. Damit fließt auch kein Strom über R 9 zum R 7. Es fällt also am Widerstand R 7 immer eine Spannung von 50 mV ab, egal in welchem Betriebszustand sich der Monoflop befindet. Sie addiert sich zur Gleichspannung, die am Integrierglied R 6, C 4 entsteht.

Die Leuchtdiodenzeile besteht aus den Leuchtdioden LD 1 bis LD 13. Für einen fließenden Übergang der Leuchtdioden beträgt die maximale Steuerspannung der IS 2 U_{ST} = 0,975 mV plus 50 mV Offsetspannung. Die Referenzspannung zwischen Pin 12 und Pin 13 muß deshalb U_{Ref} = 1,025 mV betragen. Sie wird mit einem Spannungsteiler R 11, R 12 von einer stabilisierten Spannung $U_{stab} \approx$ 5,4 V Pin 14 abgeleitet. Mit den Widerständen R 13 und R 14 und dem Fototransistor T 6 wird die Leuchtstärke der Leuchtdiodenzeile von der Umgebungshelligkeit gesteuert. Bei wenig Helligkeit ist T 6 gesperrt und R 13 + R 14 bestimmen die minimale Leuchtstärke. Bei großer Helligkeit wird R 13 von T 6 überbrückt und R 13 begrenzt die maximale Leuchtstärke. Der Widerstand R 15 bestimmt die Steilheit der Steuerung. Eine Verkleinerung des Wertes ergibt eine flachere Steuersteilheit und umgekehrt.

Am Emitter von T 6 liegt eine Gleichspannung, deren Größe von der Umgebungshelligkeit abhängt. Sie gelangt über den Spannungsteiler R 16, R 17 an T 5, der als Emitterfolger arbeitet und den Steuerstrom für die Konstantstromquellen, bestehend aus T 3 und T 4, liefert. Die Widerstände R 20 und R 19 stellen den richtigen Arbeitspunkt ein. Die Leuchtdioden LD 14 bis LD 20 haben die Funktion der Skaleneinteilung.

Aufbau

Die ganze Schaltung ist auf zwei Leiterplatten untergebracht (*Bild 2*). Auf der waagerechten Platine befinden sich die IS mit ihrer Beschaltung, auf der senkrechten die Leuchtdiodenzeile, die Markierungsdioden und der Fototransistor. Beide Leiterplatten sind durch die LED-Anschlußdrähte miteinander verbunden.

Die Bestückung der großen Platine ist unkritisch (*Bild 3*). Als erstes werden die drei Lötstifte ∅ 1,3 mm in die Leiterplatte gedrückt. Danach wird am besten in der Reihenfolge Widerstände, Kondensatoren, Transistoren, IS bestückt (*Tabelle 1*). Die drei Brücken bestehen aus verzinntem Kupferdraht ∅ 0,5 mm und entsprechend abgelängtem Isolierschlauch (*Bild 4*).

Vor der Bestückung der kleinen Platine mit den Leuchtdioden hier noch zwei Hinweise. Der erste Hinweis betrifft die Leuchtdioden. Da bei den billigen Leuchtdioden die Leuchtintensität bei konstantem Strom schwankt, ist es ratsam, sie nach ihrer Helligkeit zu sortieren. Man schaltet alle Leuchtdioden gleicher Farbe in Reihe und legt sie über einen Vorwiderstand an eine Gleichspannung. Auf richtige Polung ist zu achten! Der Vorwiderstand soll so groß sein, daß etwa ein Strom von 10 mA durch die Leuchtdioden fließt. Zu dunkle Dioden sind, wenn möglich, durch andere zu ersetzen. Schwach leuchtende, rote LEDs lassen sich auch für die Anzeige der niedrigen Drehzahlen einsetzen, da sie selten zum Leuchten kommen.

Der zweite Hinweis betrifft die grünen Leuchtdioden. Um beim Ablesen des

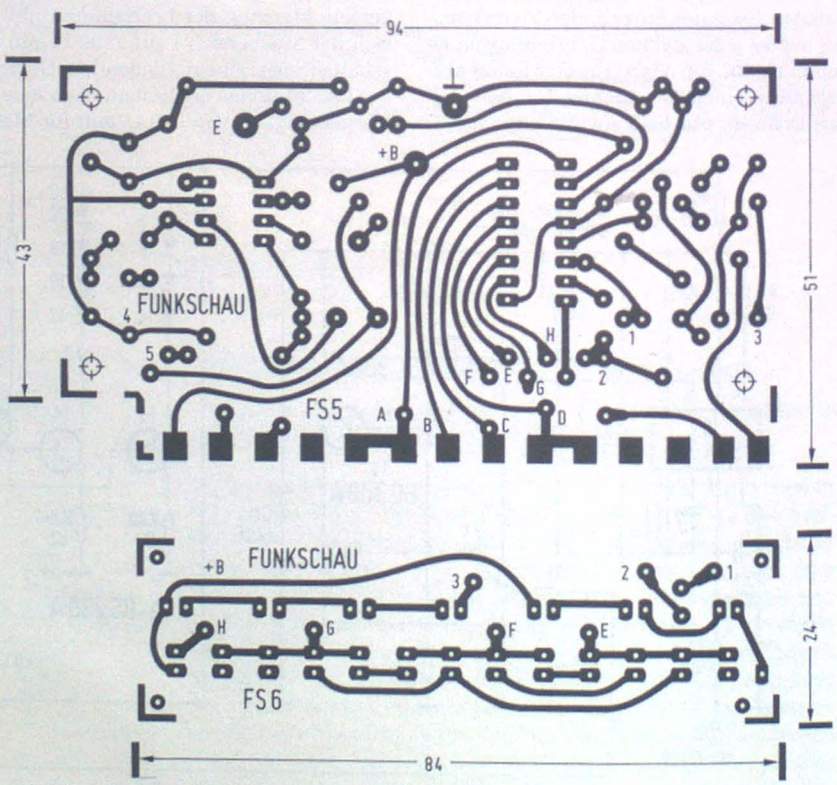


Bild 2. Die beiden Leiterplatten für Schaltung und Anzeige

Leuchtpunktes die Zuordnung zur Skaleneinteilung besser zu finden, sollten die Leuchtdioden, die die Drehzahlen 0, 3000 und 6000 U/min (LD 14, 17, 20) markieren, in ihrer Leuchtstärke etwas hervorgehoben werden. Dies geschieht am einfachsten dadurch, daß man die Helligkeit der restlichen LED (LD 15, 16, 18, 19) abschwächt, indem man die Linse mit feinem Schleifpapier etwas abschleift.

Stückliste für Drehzahlmesser FS 5/6

Halbleiter:	IS 1	SAK 215	(Intermetall)
	IS 2	UAA 170	(Siemens)
	T 1	BC 308 A	
	T 2	BC 308 A	
	T 3	BC 238 A	
	T 4	BC 238 A	
	T 5	BC 238 A	
	T 6	BP 101 II	(Siemens)
	LED 1... LED 13	LED „PA-1" rot Ø 5 mm	
	LED 14 LED 15 LED 16... LED 20	LED „PA-2" grün Ø 5 mm	
Kondensatoren:	C 1	47 nF	MKM (Siemens)
	C 2	22 µF	Tantal
	C 3	22 µF	Tantal
	C 4	68 nF	MKM 5 %

Widerstände:
0,2...0,25 W ± 10 % Kohleschichtwiderstände

R 1	18	kΩ	R 11	4,7	kΩ
R 2	100	Ω	R 12	1,2	kΩ
R 3	82	Ω	R 13	120	kΩ
R 4	330	kΩ 2 %	R 14	6,8	kΩ
R 5	82	kΩ ± 2 %	R 15	3,9	kΩ
R 6	10	kΩ	R 16	100	kΩ
R 7	10	Ω	R 17	1	MΩ
R 8	15	kΩ	R 18	100	Ω
R 9	1,5	kΩ	R 19	82	Ω
R 10	470	Ω	R 20	82	Ω

RV 1 500 Ω lin. 0,5 W Keramik Dralowid Typ 70 WTD-K bzw. Piher

Sonstiges Material:
S 1 1 x Ein Kippschalter (Knitter)
Gehäuse 3/A
Kabeleinführungsstifte für Ø 4 mm
Schrauben

Bei der Bestückung der kleinen Leiterplatten ist etwas Vorsicht notwendig. Als erstes werden die vorsortierten roten Leuchtdioden soweit in die Platine gesteckt, bis der Absatz des Katodenanschlußdrahtes auf der Leiterplatte ansteht. Damit ist für den richtigen Abstand von 4,5 mm zwischen LED und Platine gesorgt. Auf richtige Polung achten! Der Katodenanschluß ist erkenntlich am dickeren Anschlußdraht und an einer Abflachung am Gehäuse. Dann wird die Platine mit den vorbereiteten grünen LED bestückt. Die Basis des Fototransistors T 6 wird abgezwickt und dieser ebenfalls in die Platine gesteckt.

Auf dieser bestückten Leiterplatte befestigt man mit vier Abstandsbolzen Ø 4 mm x 8 mm, acht Schrauben M 2 x 5 DIN 84 und acht Beilagscheiben die Abdeckplatte (*Bild 5*), mit der alle Leuchtdioden und der Fototransistor auf die richtige Position gebracht werden. Anschließend kann mit dem Verlöten der Bauteile begonnen werden.

Am besten verlötet man zuerst die grünen Leuchtdioden. Dann wird der Fototransistor T 6 soweit aus der Platine gezogen, bis seine Frontlinse über die Abdeckplatte schaut und ebenfalls verlötet. Bei den roten Leuchtdioden werden nur die Katodenschlüsse gelötet. Die Anodenanschlüsse werden auf 3 mm gekürzt, die restlichen überstehenden Drähte ganz abgezwickt.

Beide so vorbereiteten Leiterplatten verlötet man nun miteinander (*Bild 6*). Dazu werden sie rechtwinklig zusammengesteckt,

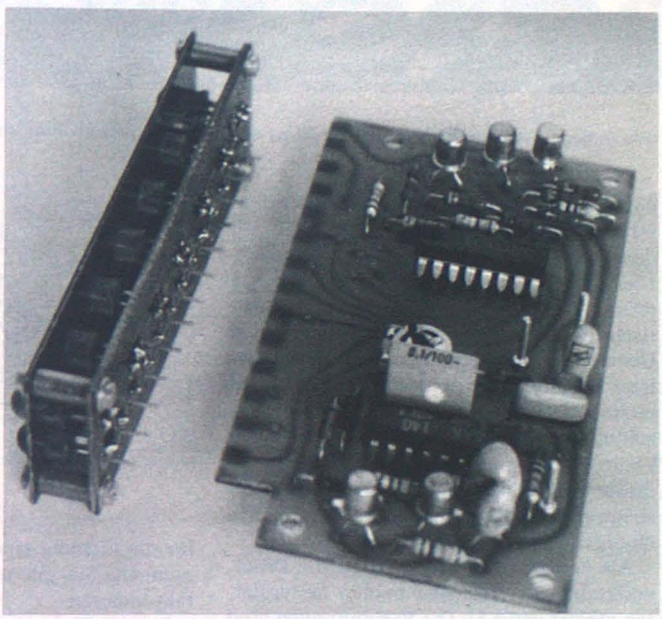
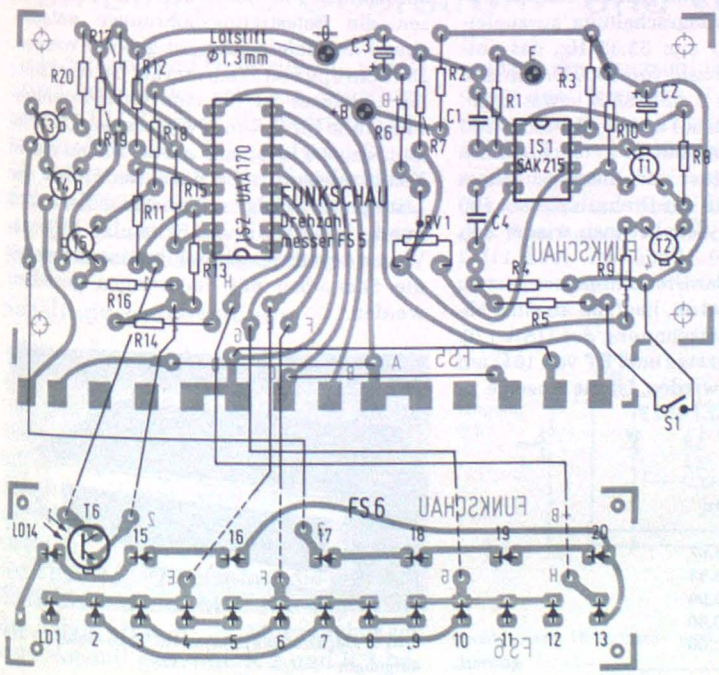
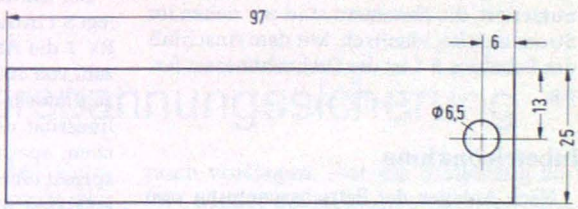
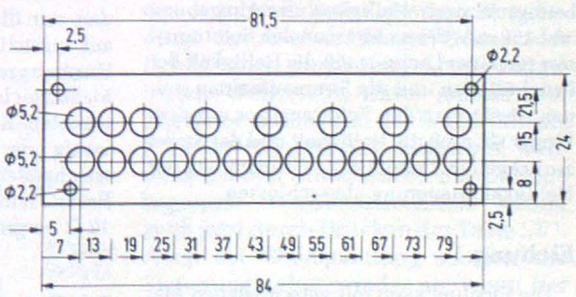


Bild 4. Zuerst werden alle Bauelemente montiert. Hier eine Version mit der IS SAK 140

▼ Bild 3. Bestückungsplan der beiden Platinen







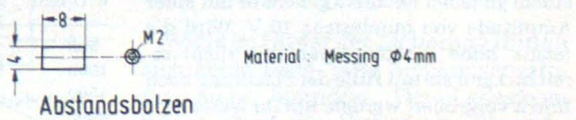


Bild 5. Vor die Anzeigeplatine kommt eine Abdeckplatte aus Kunststoff oder Pappe, die anschließend schwarz gespritzt wird

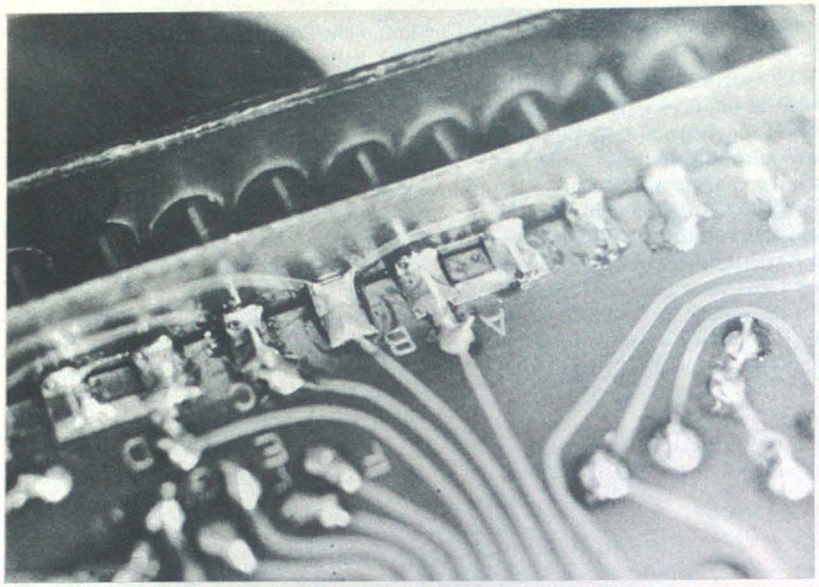


Bild 6. Beim Verlöten der beiden Platinen ist unbedingt die Bauanleitung zu beachten

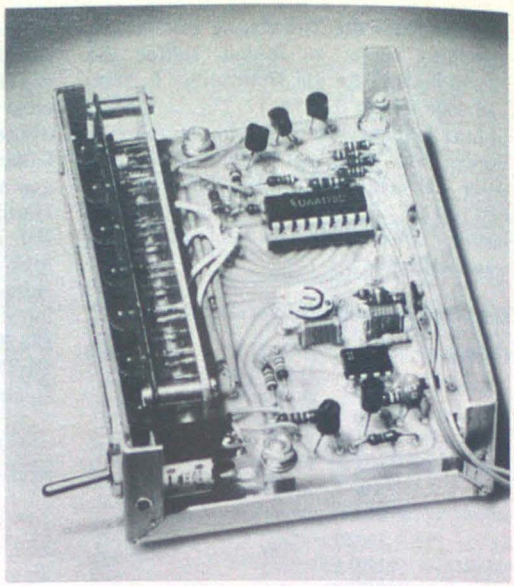


Bild 7. Jetzt sind die Drahtverbindungen eingelötet

daß die noch nicht verlöteten Anodenanschlußdrähte der roten Leuchtdioden auf den Lötaugen der großen Leiterplatte liegen. Die Platinen werden fest aneinander gedrückt und durch zwei Lötstellen provisorisch miteinander verbunden. Nach dem Überprüfen des rechtwinkeligen Sitzes verlötet man die Platinen endgültig. Es ist auf eine gute Verbindung des Anodenanschlußdrahtes mit den Lötaugen der beiden Platinen zu achten, da sonst die Festigkeit dieser Verbindung stark geschwächt ist und später durch Vibrationen Leitungsunterbrechungen auftreten können.

Als vorletzten Schritt werden die Drahtverbindungen zwischen beiden Leiterplatten verlegt (*Bild 7*). Die Verbindungen sind numeriert, die Nummern sind mit denen im Stromlaufplan identisch. Mit dem Anschluß des Schalters S 1 ist der Drehzahlmesser fertig.

Inbetriebnahme

Nach Anlegen der Betriebsspannung von 12 V müssen alle grünen und die erste rote Leuchtdiode leuchten. Die Stromaufnahme beträgt je nach Helligkeit der Umgebung 30...150 mA. Beleuchtet man den Fototransistor mit einer Lampe, muß die Helligkeit der Leuchtdioden und die Stromaufnahme steigen. Deckt man den Fototransistor mit dem Finger ab, muß die Helligkeit und der Strom zurückgehen. Damit ist die Überprüfung der Helligkeitssteuerung abgeschlossen.

Eichung

Die Eichung kann mit verschiedenen Methoden erfolgen. Am einfachsten geht es mit einem genauen Rechteckgenerator mit einer Amplitude von mindestens 10 V. Wird die relativ hohe Ausgangsspannung nicht erreicht, kann sie mit Hilfe der Schaltung nach *Bild 8* vergrößert werden. Mit ihr lassen sich auch sinusförmige Spannungen in rechteckige umformen. Die wichtigsten Frequenzen

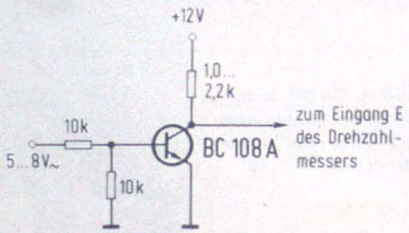


Bild 8. Hilfsschaltung zum Erzeugen der zur Eichung notwendigen Rechteckspannung

für die Eichung sind aus *Tabelle 2* zu entnehmen. Sie gilt nur für 4-Zylinder-Viertakt-Motoren.

Bei der Eichung speist man 100 Hz ein, legt S 1 in Stellung 6000 U/min und stellt mit RV 1 die Anzeige auf die zugehörige Drehzahl von 3000 U/min ein. Damit ist der Drehzahlmesser schon grob geeicht. Um die Unlinearität der Anzeigeschaltung auszugleichen, speist man nun 33,33 Hz, das entspricht einer Drehzahl von 1000 U/min und korrigiert mit RV 1 falls nötig etwas nach. Dann schaltet man auf den Meßbereich 1200 U/min um. Es muß jetzt LD 11 leuchten. Ändert man die Frequenz des Steuergenerators auf 16,67 Hz, muß der Drehzahlmesser 500 U/min anzeigen. Schaltet man wieder den Meßbereich 6000 U/min ein, muß LD 2 leuchten. Zeigt der Drehzahlmesser jetzt zu wenig oder zu viel an, liegt das an einer abweichenden Offsetspannung des UAA 170. Bei zu kleiner Anzeige muß R 7 von 10 Ω auf 12 Ω vergrößert werden. Ist die Anzeige zu groß, wird R 7 auf 8,2 Ω verkleinert. Anschließend ist der Abgleich mit RV 1 zu wiederholen.

Tabelle 2

n [U/min]	f [Hz]
500	16,67
1000	33,33
1500	50,00
3000	100,00
6000	200,00

Steht kein Steuergenerator zur Verfügung, kann der Drehzahlmesser auch mit der Netzfrequenz von 50 Hz geeicht werden. Die benötigte Spannung von 5...8 V entnimmt man einem Klingel- oder Heiztrafo. Da sie einen sinusförmigen Verlauf aufweist, muß die Eichspannung mit Hilfe der Schaltung nach Bild 7 in eine Rechteckspannung umgewandelt werden. Mit RV 1 stellt man dann die Anzeige auf 1500 U/min ein.

Gehäuse

Die Abmessungen der Leiterplatten sind auf ein Teko-Fertiggehäuse 3/A abgestimmt. Die Maße für die Bearbeitung des Gehäuses und des Plexiglasfensters sind aus Bild 4 zu entnehmen. Für den Einbau ins Auto müssen die Befestigungsbohrungen entsprechend der Befestigungsart gebohrt werden. Die Bohrung von Ø 6,0 mm auf der Rückseite des Gehäuses ist für eine Kabeldurchführungstülle für Ø 4 mm vorgesehen. Das Plexiglasfenster klebt man am besten mit einem Kontaktkleber ins Gehäuse. Der Einbau der Leiterplatte erfolgt mit Distanzhülsen Ø 6 mm x 1 mm x 8 mm und Schrauben M 3 x 12. Wegen der auftretenden Vibrationen müssen die Schrauben mit Federringen gesichert werden.

Bild 9. Der Drehzahlmesser im Teko-Gehäuse 3/A eingebaut

Einbau

Für den Betrieb des Drehzahlmessers benötigt man drei Anschlußleitungen. + B wird an die über das Zündschloß geschalteten 12 V angeschlossen. – 0 verbindet man gut leitend mit dem Wagenchassis. Den Eingang E schließt man direkt am Unterbrecher an. Am besten schließt man die Leitungen auf der Drehzahlmesserseite über Steckschuhe an, dann kann der Drehzahlmesser, falls einmal nötig, ohne zu löten ausgebaut werden. Damit ist der Drehzahlmesser betriebsfertig (*Bild 11*).

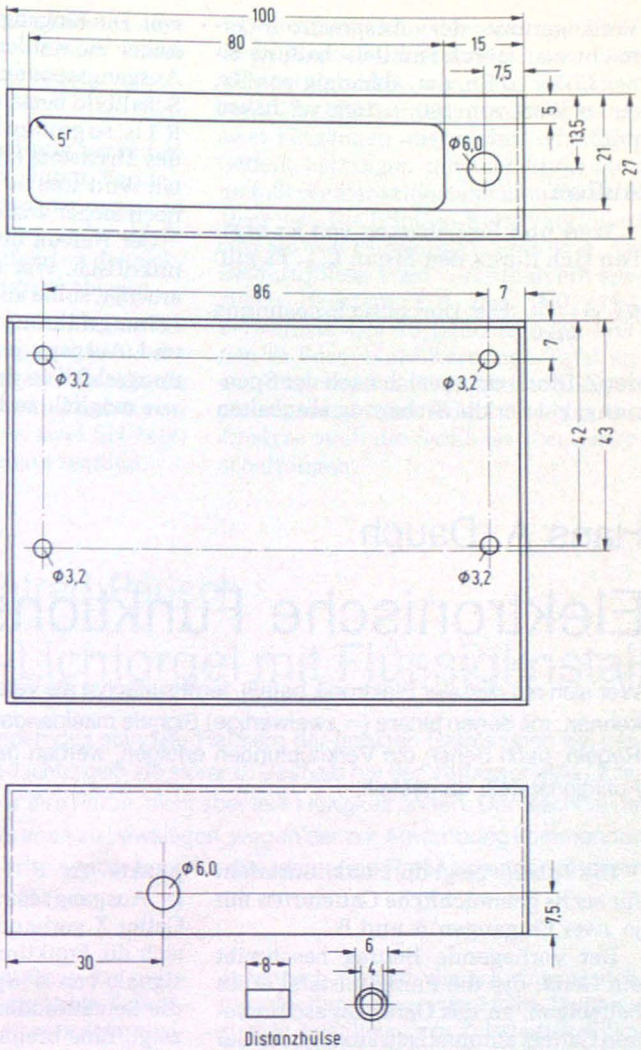


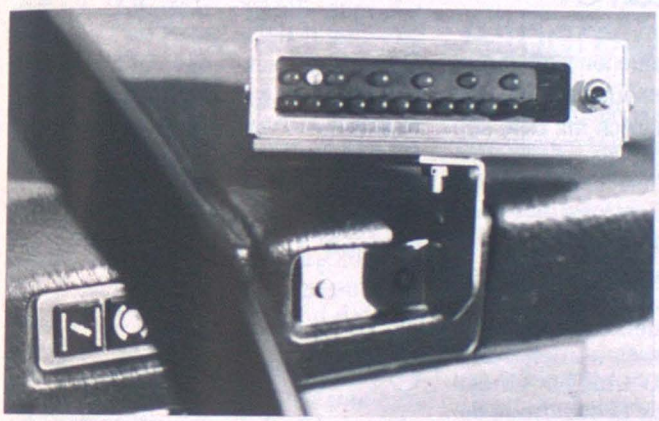
Bild 10. ▶ Bearbeitungsmaße für das Gehäuse und das Plexiglasfenster

Literatur

[1] Datenbuch Intermetall semiconductors „Integrierte Schaltungen für die Konsumelektronik" 75/76.

[2] Elektronische Linearskala, FUNKSCHAU, H. 14/74, Seite 543.

[3] UAA 170 – Integrierte Schaltungen zur Ansteuerung von LED-Zeilen. Techn. Mitteilung aus dem Bereich Bauelemente, Siemens AG.



▼ Bild 11. Der Drehzahlmesser, im Auto montiert

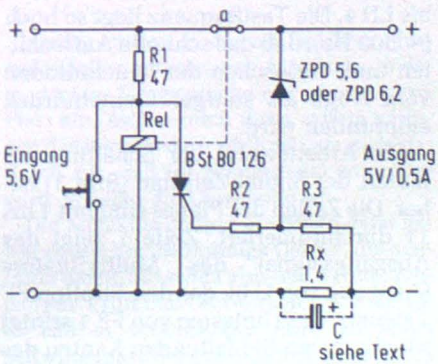
Meinard Arlowski

Kombinierte Überstrom- und Überspannungssicherung

Die nachstehend beschriebene Schaltung wurde entwickelt, um Schaltungen mit TTL-IS über ein Netzteil 0 bis 24 V zu betreiben. Ihre Aufgabe ist es, die Verbraucher vor zu großen Strömen und zu großen Spannungen zu schützen. Ein Eingriff in das vorgeschaltete Netzgerät ist nicht erforderlich.

Schaltungsbeschreibung

Nach dem Anlegen der Eingangsspannung fließt ein Strom durch R 1 und die Relaisspule (*Bild*). Das Relais zieht an, und der Arbeitskontakt schaltet die Spannung zum Ausgang der Schaltung durch. Wenn der Strom so weit ansteigt, daß der Spannungsabfall an Rx den Wert 0,7 V übersteigt, zündet der Thyristor. Da jetzt fast die gesamte Betriebsspannung über R 1 liegt, fällt das Relais ab und der Verbraucher ist vom Netzteil getrennt. R 2 und R 3 begrenzen im Kurzschlußfall den Gatestrom des Thyristors. R 1 begrenzt den Strom durch den Thyristor. Ein Druck auf die Taste „T" löscht den Thyristor, nach Loslassen der Taste zieht das Relais wieder an. Sollte die Ursache für das Abschalten der Sicherung immer noch vorliegen, löst die Sicherung sofort wieder aus.



Kombinierte Überstrom- und Überspannungssicherung

Übersteigt die Ausgangsspannung des vorgeschalteten Netzgerätes bedingt durch einen Einstellfehler oder Defekt einen durch die Z-Diode festgelegten Wert, wird diese leitend, der Thyristor zündet und das Relais fällt ab. R 2 begrenzt jetzt den Gatestrom, während R 3 den Strom durch die Z-Diode begrenzt. Wiedereinschalten erfolgt auch jetzt durch Drücken der Taste „T". Auch bei Überspannung schaltet die Sicherung sofort wieder ab, wenn der Fehler, der zum Abschalten führte, noch vorliegt.

Wichtig: Hinter der Sicherung dürfen sich keine Lade- oder Siebkonsensatoren mehr befinden. Der Ladestrom bringt sonst die Sicherung, die sehr schnell anspricht, zum Auslösen. Eine

Verlängerung der Ansprechzeit erreicht man durch Parallelschaltung eines Elkos zu Rx, der, abhängig von Rx, einen Wert von 100 ... 1000 µF haben muß.

Aufbau

Wert und Belastbarkeit von Rx ergeben sich durch den Strom I_{max}. Es gilt: $Rx = \frac{0{,}7}{I_{MAX}}$. Die Durchbruchsspannung der Z-Diode richtet sich nach der Spannung, bei der die Sicherung abschalten soll. Die Eingangsspannung ist um U_{Rx} höher zu wählen als die gewünschte Ausgangsspannung. Alle Angaben im Schaltbild beziehen sich auf 5 V/0,5 A. R 1 ist so groß zu bemessen, daß der I_{max} des Thyristors (0,8 A) nicht überschritten wird und so klein, daß das Relais noch sicher anzieht.

Der Aufbau der Schaltung ist völlig unkritisch. Wer mit größeren Strömen arbeitet, sollte auf eine möglichst kurze Leitungsführung zwischen Eingang und Ausgang achten, um den Spannungsabfall in der Schaltung so gering wie möglich zu halten.

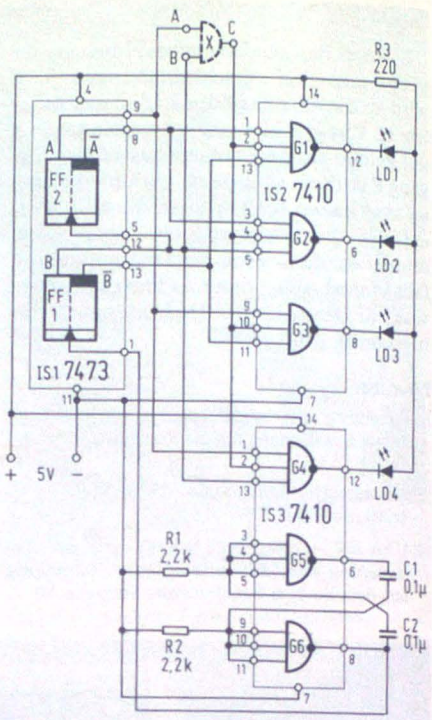


Bild 2. Die Schaltung der elektronischen Funktionstafel enthält drei integrierte Schaltungen: 1 x SN 7473, 2 x SN 7410

Hans A. Dauch

Elektronische Funktionstafel

Wer sich mit digitaler Elektronik befaßt, lernt zunächst die verschiedenen Gatterarten kennen, mit denen binäre (= zweiwertige) Signale miteinander verknüpft werden. Die Regeln, nach denen die Verknüpfungen erfolgen, werden gewöhnlich mit Hilfe von Funktionstafeln dargestellt.

Die *Tabelle* zeigt die Funktionstafeln für sechs gebräuchliche Gatterarten mit je zwei Eingängen A und B.

Der vorliegende Beitrag beschreibt ein Gerät, das die Funktionstafel eines beliebigen, an das Gerät angeschlossenen Gatters automatisch anzeigt. An der Frontplatte (*Bild 1*) sind die Anschlußpunkte A, B (= Eingänge) und C (= Ausgang) für das zu untersuchende Gatter X vorhanden. Darunter befindet sich die Funktionstafel. Die Ausgangssignale von X (Spalte C) werden durch die Leuchtdioden LD 1 bis LD 4 angezeigt. Eine brennende Leuchtdiode bedeutet dabei ein H-Signal, eine dunkle Leuchtdiode ein L-Signal.

Funktionstafel der Gatterarten

A	B	UND	Nicht-UND	ODER	Nicht-ODER	Äquivalenz	Antivalenz
0	0	0	1	0	1	1	0
0	1	0	1	1	0	0	1
1	0	0	1	1	0	0	1
1	1	1	0	1	0	1	0

Andere Bezeichnungen: UND = AND, Nicht-UND = NAND, ODER = OR, Nicht-ODER = NOR, Äquivalenz = Koinzidenz, Antivalenz = exklusives ODER.

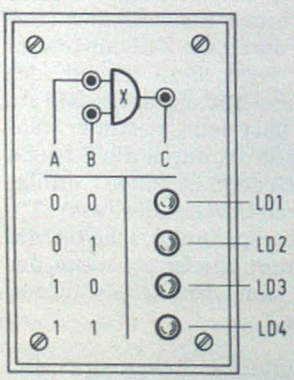


Bild 1. Auf der Frontplatte befinden sich die Anschlüsse für das zu untersuchende Gatter X und eine Funktionstafel mit vier Leuchtdioden LD 1 bis LD 4 (0 = L-Pegel, 1 = H-Pegel)

Schaltungsbeschreibung

Das Prinzip der Schaltung (*Bild 2*) besteht darin, daß die vier Eingangszustände der Funktionstafel fortlaufend in schneller Folge in das zu untersuchende Gatter X eingetastet werden. Die Tastfrequenz wird von einem Multivibrator geliefert, der aus den Gattern G 5 und G 6 besteht und die Flipflop-Kette FF 1, FF 2 steuert. Die Gatter G 1 bis G 4 verteilen die Ausgangssignale des Gatters X auf die vier Leuchtdioden LD 1 bis LD 4. Die Tastfrequenz liegt so hoch (≈ 500 Hz), daß das schnelle Aufleuchten und Verlöschen der Leuchtdioden vom Auge als stetiger Lichteindruck empfunden wird.

Die Arbeitsweise der Schaltung erläutert der Signal-Zeitplan (*Bild 3*) näher. Die Zeilen des Planes sind mit 1 bis 11 durchnumeriert. Zeile 1 zeigt das Ausgangssignal des Multivibrators (Ausgang von G 6), das den Flipflop FF 1 steuert. Das Umtasten von FF 1 erfolgt jeweils durch die fallenden Kanten des Rechtecksignals (verstärkt gezeichnet). Der Ausgang B von FF 1 (Zeile 2) tastet

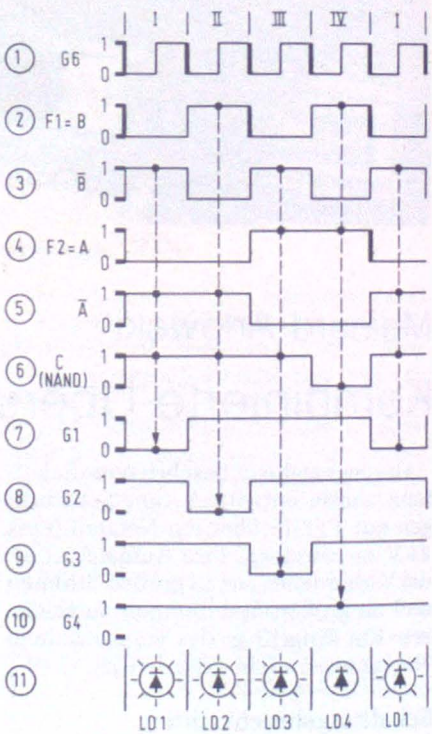


Bild 3. Signal-Zeitplan zur Schaltung Bild 2 (0 = L-Pegel, 1 = H-Pegel)

den Flipflop FF 2, das Gatter X und die Gatter G 2 und G 4. Der negierte Ausgang $\bar{B}$ von FF 1 (Zeile 3) tastet die Gatter G 1 und G 3. Der Ausgang A von FF 2 (Zeile 4) tastet das Gatter X und die Gatter G 3 und G 4, während der negierte Ausgang $\bar{A}$ von FF 2 (Zeile 5) die Gatter G 1 und G 2 ansteuert.

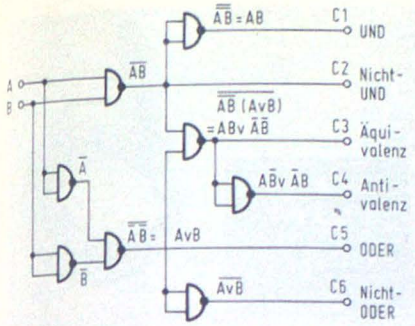


Bild 4. Mit dieser Zusatzschaltung können die wichtigsten Booleschen Funktionen erzeugt werden

Im Signal-Zeitplan ist ein NAND-Gatter als Beispiel für das zu untersuchende Gatter X gewählt worden. Das Ausgangssignal C von X (Zeile 6) liegt an den Mitteleingängen der Gatter G 1 bis G 4. Eine Leuchtdiode zeigt an, wenn das Ausgangssignal ihres zugeordneten Gatters in irgendeinem der vier Takte I bis IV auf L-Pegel fällt. Das ist nur dann der Fall, wenn jeweils alle drei Eingangssignale des betreffenden Gatters einen H-Pegel haben. Im Takt I – entspricht der ersten Zeile der Funktionstafel – sind zum Beispiel die Eingangssignale $\overline{B}$, $\overline{A}$ und C des Gatters G 1 auf H-Pegel. An seinem Ausgang erscheint deshalb ein L-Pegel (Zeile 7) und die Leuchtdiode LD 1 brennt.

Zur besseren Übersicht sind die Ein- und Ausgangssignale der Gatter G 1 bis G 4 mit Punkten markiert, die durch eine senkrechte, gestrichelte Linie miteinander verbunden sind. Auch während der Takte II und III, die der zweiten und dritten Zeile der Funktionstafel entsprechen, brennen die zugeordneten Leuchtdioden LD 2 und LD 3. Im Takt IV sind wegen C = L nicht alle drei Eingangssignale des Gatters G 4 auf H-Pegel, und die zugeordnete Leuchtdiode LD 4 bleibt dunkel (Zeile 11).

Der Aufbau ist unkritisch und kann auf einem 2,5-mm-Lötpunktraster erfolgen. Als Spannungsquelle kann ein 5-V-Netzgerät, aber auch eine 4,5-V-Flachbatterie verwendet werden. Bei externer Spannungsversorgung genügt ein Gehäuse Typ Teko P/1; soll die Flachbatterie mit eingebaut werden, so wählt man die nächste Größe P/2. Zum Anschließen des zu untersuchenden Gatters X lassen sich Buchsen, Laborklemmen usw. verwenden. Für die Leuchtdioden eignen sich fast alle Ausführungen. Für die Widerstände genügen 0,25-W-Typen.

Anwendungen

Für die Anwendung des Gerätes lassen sich drei Fälle unterscheiden:

1 Naheliegend ist die Verwendung zu Lehr- und Übungszwecken.

2 Die Funktion eines unbekannten oder fehlerverdächtigen Gatters kann überprüft werden.

3 Wird eine Gatterschaltung verändert oder beeinflußt, z.B. durch Verkleinern der Versorgungsspannung, so läßt sich die Wirkung jeder Maßnahme sofort und laufend an der elektronischen Funktionstafel ablesen.

Für Lehr- und Übungszwecke ist die Schaltung *Bild 4* geeignet, die alle in der Tabelle aufgeführten Funktionen erzeugt. Sie besteht aus zwei SN 7400 und kann leicht aufgebaut werden.

Der Anwendungsbereich der elektronischen Funktionstafel erweitert sich beträchtlich, wenn sie auf Gatter bzw. Gatterschaltungen mit mehr als zwei Eingängen ausgedehnt wird. Für Gatterschaltungen mit vier Eingängen umfaßt die Funktionstafel zum Beispiel 16 Zeilen. Die Flipflop-Kette vergrößert sich auf vier Flipflops FF 1 bis FF 4. Als Demultiplexer wird vorteilhaft ein spezieller Baustein, z.B. der SN 74154, verwendet. Die 16 Leuchtdioden können in Form einer Karnaugh-Tafel angeordnet werden. Diese Anordnung ist platzsparend und erlaubt neben der Analyse auch die Synthese von Gatterschaltungen.

Dipl. Ing. Manfred Pausch

Allbereich-Lichtorgel mit Flüssigkristall

Viele Menschen empfinden das ständige Flackern der farbigen Glühlampen bei herkömmlichen Mehrkanal-Lichtorgeln als störend. Deshalb hat der Verfasser eine Lichtorgel entwickelt, die zwar ihre Farbe, nicht aber ihre Helligkeit ändert. Der Nachbau ist auch vom weniger Erfahrenen zu bewältigen, wegen der zur Anwendung kommenden neuartigen Prinzipien dürfte er aber auch für die erfahrenen Profis unter den Bastlern ausgesprochen interessant sein.

Wegen des einfachen Aufbaus, der geringen Störanfälligkeit und der hohen Lebensdauer in Verbindung mit einem extrem niedrigen Leistungsbedarf und geringen Kosten ergeben sich für das Gerät vielfältige Anwendungsmöglichkeiten als elektro-optischer Wandler. Außer der generellen Verwendung in der dynamischen Lichtwerbung bietet sich der Einsatz im Showgeschäft und bei Parties geradezu an.

Grundlagen

Seit einiger Zeit verwendet man zur Herstellung elektronischer Anzeigen chemische Substanzen, die wegen ihres besonderen Verhaltens Flüssigkristalle genannt werden. Ihre Lichtdurchlässigkeit und ihre Farben hängen in hohem Maße von der angelegten elektrischen Spannung oder der Temperatur ab.

Anzeigeeinheiten die mit solchen Flüssigkristallen aufgebaut sind, nehmen in der modernen Elektronik bereits einen festen Platz ein. Außer durch ihren extrem geringen Leistungsbedarf zeichnen sie sich dadurch aus, daß ihr Kontrast um so größer wird, je heller die Umgebung ist.

Die Moleküle einiger Flüssigkristalle haben eine schraubenförmige Gestalt, die man Helix nennt. Sie sehen also wie Wendeltreppen aus. Trifft Licht auf ein solches Molekül, so läßt es vorzugsweise eine bestimmte Schwingungsrichtung des Lichts passieren. Da sich bei Anlegen einer elektrischen Spannung die Steigung des Helix ändert, ändert sich ebenfalls die Schwingungsrichtung des durchgelassenen Lichts. Durch geeignete Anordnung von Polarisationsfiltern kann dabei ein brillantes Farbenspiel erzeugt werden, das sämtliche Spektralfarben enthält.

Wird die Steigung des Helix durch ein Nf-Tonsignal (z.B. Musik) verändert, so ändern sich auch die Farben des Flüssigkristalls im Rhythmus der Musik. Dabei ändert die Flüssigkristall-Zelle im Durchlicht zwar ihre Farbe, aber nicht ihre Helligkeit. Ein weiterer Vorteil ist, daß sämtliche Spektralfarben nur über einen einzigen Kanal angesteuert werden, der alle Frequenzen des Hörbereichs umfaßt. Die bisher üblichen Frequenzweichen entfallen damit vollständig.

Aufbau des Gerätes

Herstellung der Flüssigkristall-Zelle

Hierzu benötigt man transparentes leitfähig beschichtetes Glas (Zinnoxid) und den Flüssigkristall. Ein Bezugsquellen-Nachweis befindet sich am Schluß.

Nach dem Größenzuschnitt der Gläser werden die Oberflächen gründlich mit Waschbenzin gereinigt. Es wurde festgestellt, daß diese Maßnahmen trotz höherer Reinheitsanforderungen des Herstellers ausreichend ist. Danach wird an jede Leitschicht am Rande der Glasplatte ein Anschlußdraht angelötet. Nach erneuter Reinigung mit Waschbenzin werden beide Platten

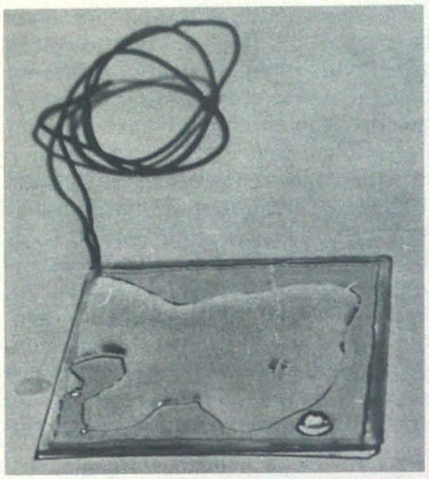


Bild 1. Auf dem Foto ist das für die Montage vorbereitete Glas zu sehen. Deutlich erkennbar ist der Elektrodenanschluß, der auf die strukturierte Leitschicht aufgelötet wurde. Am Rand des Glases wurde bereits ein schmaler Streifen Epoxidkleber aufgetragen. In das so entstandene Fensterfeld wurden einige Tropfen des flüssigen Kristalls eingegeben. Die Scheiben werden anschließend so aufeinander gepreßt, daß der entstehende Hohlraum vollständig blasenfrei mit Flüssigkristall ausgefüllt wird

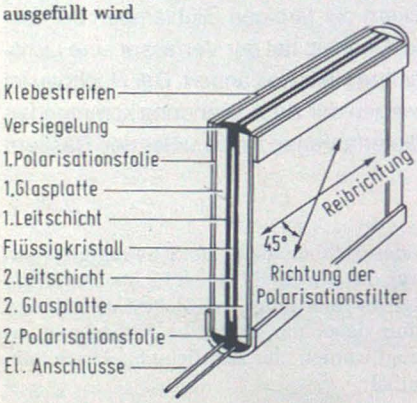


Bild 2. Prinzipieller Aufbau der Lichtorgelzelle

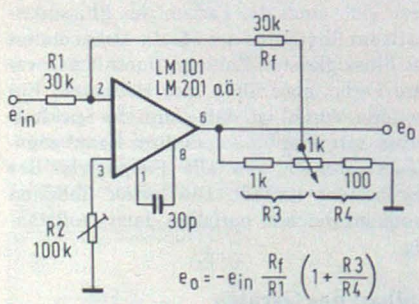


Bild 3. Schaltung des Verstärkers für die Ansteuerung der Flüssigkristall-Zelle. Da ein monolithischer Operationsverstärker verwendet wurde, konnte die geringe Zahl der zusätzlichen diskreten Bauteile auf einer kleinen Rasterplatte untergebracht werden

mit einem Styroporstück kräftig abgerieben. Dabei ist unbedingt darauf zu achten, daß die Bewegungen gleichsinnig sind. Dadurch bekommt die Zinnoxidschicht eine gleichsinnige Oberflächenstruktur, so daß sich die Moleküle des Flüssigkristalls später auch gleichsinnig ausrichten können.

Nun wird eine der Platten am Rand dünn mit einem Epoxid-Kleber (z.B. UHU-Plus)

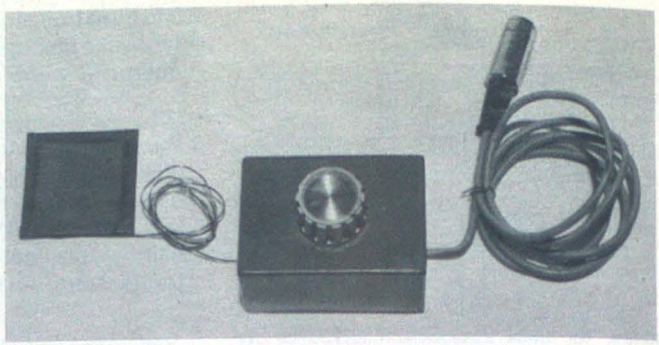


Bild 4. Das Foto zeigt das fertige Mustergerät. Die eigentliche farbgebende Zelle mit dem Flüssigkristall (links) wird über den Verstärker mit variabler Verstärkung angesteuert. Dieser befindet sich mit der Batterie in einem kleinen Gehäuse, an dem die Farbbrillanz (Verstärkung) eingestellt werden kann

bestrichen (*Bild 1*). In die in der Mitte entstandene Mulde wird darauf etwas von dem Flüssigkristall eingetropft. Dann wird die andere Glasplatte so aufgedrückt, daß keine Luftblasen eingeschlossen werden. Es ist darauf zu achten, daß die leitfähigen Schichten zueinander angeordnet sind. Beide Platten werden aufeinander gepreßt, bis der Abstand etwa 0,1...0,2 mm beträgt. Die herausgedrückte Flüssigkeit wird vorsichtig abgetupft.

Nach einer angemessenen Trocknungszeit werden die Randflächen mit UHU-Plus hermetisch abgedichtet (*Bild 2*). Zum Schluß klebt man vor und hinter die Platten jeweils in einem Winkel von 45° zur Reibrichtung eine Polarisationsfolie.

Das Display ist nun betriebsbereit. Legt man an die Elektroden eine Wechselspannung von ca. 5...8 V an, so erscheint das Display farbig, wobei die Farbe sich mit der Amplitude ändert. Im Durchlicht sind die Farben besonders brillant.

Ansteuerung der Flüssigkristall-Zelle

Der geringe Leistungsbedarf von Flüssigkristall-Anzeigen wurde bereits erwähnt. Er hängt außer von der Fläche der Glasplatten von deren Abstand zueinander ab. Bei den angegebenen Werten liegt er in der Größenordnung von ca. 50 µW/cm². Da das vorgestellte Gerät im Durchlicht eines normalen Diaprojektors betrieben wird, ist für die Vollaussteuerung eine Leistung von ca. 1.25 mW nötig. Bei einer Betriebsspannung von 8 V fließt also ein Strom von ca. 150 µA.

Die Daten zeigen, daß praktisch alle üblichen Operationsverstärker verwendet werden können. Da das Gerät universell eingesetzt werden soll, wurde im Mustergerät eine veränderbare Verstärkung vorgesehen. Obwohl die Anforderungen an die Güte des Verstärkers sehr gering sind, sollte eine Verstimmung des Ausgleiches des Offsetstromes, wie sie durch eine Änderung der Verstärkung über einen Gegenkopplungswiderstand hervorgerufen wird, vermieden werden.

Mit der Schaltung nach *Bild 3* lassen sich die Abweichungen in engen Grenzen halten. Der Gegenkopplungswiderstand R_f wird dabei nicht direkt an den Ausgang des Verstärkers gelegt, sondern an einen Spannungsteiler. Je kleiner der Teilerwiderstand R4 ist, desto größer wird die Ausgangsspannung des Verstärkers, um über R_f den erforderlichen Gegenkopplungsstrom zu treiben. Dadurch wird auch die Verstärkung größer.

Als Energiequelle kann eine handelsübliche 9-V-Batterie verwendet werden. Wegen der geringen Leistung kann eine so große Zahl gängiger Operationsverstärker und integrierter Nf-Verstärker eingesetzt werden, daß auf die Angabe von Typenbezeichnungen verzichtet werden kann.

Tips für den Nachbau

Beim Abreiben der Zinnoxidschicht auf den Glasplatten muß man darauf achten, daß der Styroporklotz immer parallel hin und her geführt wird (wie beim Schmirgeln). Zur Erkennung der 45°-Richtung der Polarisationsfolien verfahre man folgendermaßen: Man bringe eine Schlüssel mit Wasser zwischen sich und eine Lichtquelle (Sonne, Lampe). Schaut man nun durch die Folie unter einem flachen Winkel auf die Wasserfläche und dreht dabei die Folie, so ist das Bild in einer Stellung besonders hell bzw. wenn man 90° weiterdreht besonders dunkel. Man markiere beide Richtungen. So lassen sich die Folien später leicht um 45° verdreht einbauen. *Bild 4* zeigt das vollständige Gerät.

Bezugsquellen

Flüssigkristall:

Die Firma E. Merck in Darmstadt hat einen besonders geeigneten Flüssigkristall herausgebracht. Der Kristall unter der Bezeichnung „Versuchsprodukt ZLI – 575" ist im Chemikaliengroßhandel erhältlich. Hersteller:
E. Merck
Beratung und Anwendungstechnik
Frankfurter Straße 250
6100 Darmstadt

Leitfähig beschichtete Gläser:
Balzers AG für Hochvakuumtechnik und dünne Schichten
FL-9496 Balzers
Fürstentum Liechtenstein

Minna-Hütte
Maschinelle Glasbearbeitung
Wachtelpforte 21
3380 Goslar

Betzelt GmbH
Trogerstraße 32
8000 München 80

Die 74XX-TTL-Serie ist für Ansteuerung im BCD-Code ausgelegt. Während entsprechend codierte Drehschalter recht preiswert zur Verfügung stehen, sind BCD-codierte Tastenfelder für den Elektronik-Amateur zu teuer. Normale Tastenfelder mit Dezimalausgang werden daher verwendet, deren Ausgangsinformation dann mit mehreren Einzelgattern auf BCD umgesetzt. Der Beitrag beschreibt den Einsatz eines Prioritäts-Coders 74147 als Code-Umsetzer für 10, max. 20 Tasten. Er ermöglicht eine Reduzierung des Aufwandes für BCD-Tastenfelder.

Wolfgang Ziegenhagen

Selbstbau von Tastenfeldern

Üblicher BCD-Coder

Bild 1 zeigt die konventionelle Schaltung eines Dezimal-BCD-Umsetzers. BCD (binary coded decimal), publiziert in [3], hat inzwischen den Grad einer Standardschaltung erreicht. Ihr Prinzip ist leicht erkennbar: Sämtliche Eingänge liegen – unaktiviert – an H, nur der jeweils aktivierte Eingang wird an L gelegt. Im Ruhezustand – d. h. kein Eingang aktiviert – haben die Ausgänge A,B,C,D Potential L, dies entspricht gleichzeitig der Null im BCD-Code. Der Ausgang des 4931 ist ebenfalls L. Die Aktivierung eines dezimalen Einganges schaltet gemäß der Wahrheitstabelle (*Tabelle 1*) die entsprechenden Ausgänge auf H. Über die Inverter 7404 gehen einer oder mehrere Eingänge des 4931 auf L, und dieser schaltet seinen Ausgang gemäß $Y = \overline{ABCDE}$ auf H. Dieses Signal steht während der Dauer der Tastenbetätigung an. Seine erste positive Flanke wird gemeinhin als Triggersignal für nachgeschaltete Entprelleinrichtungen benützt.

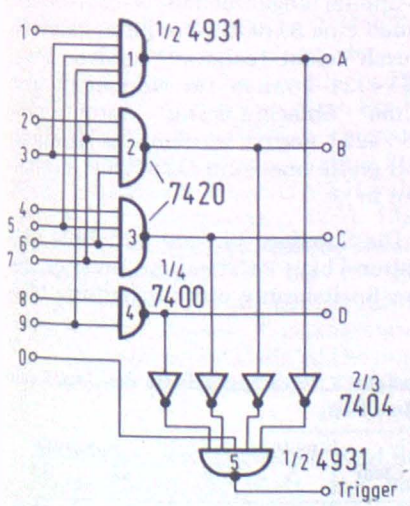


Bild 1. Üblicher BCD-Coder nach (3). Der jeweils betätigte Eingang wird niederohmig (< 390 Ω, üblicherweise Kurzschluß) an Masse gelegt. Je ein Widerstand von ca. 5...10 kΩ pro Eingang gegen die Versorgungsspannung erhöht die Störsicherheit

Moderner BCD-Coder

Bild 2 zeigt einen BCD-Coder unter Einsatz des Prioritäts-Coders 74147. Die in Bild 1 zur Codierung erforderlichen acht Gatter und Inverter werden ersetzt durch den 74147. Der Vorteil liegt auf der Hand: Die Verdrahterei der Ein- und Ausgänge reduziert sich erheblich, die Zahl der IS und Fassungen sinkt. Insbesondere profitiert die bei Elektronik-Amateuren verbreitete freie Verdrahtung nach dem Drahtverhau-Prinzip.

Zu beachten ist, daß die Schaltung Bild 2 das negierte Eingangssignal zu einem $\overline{BCD}$-Signal verarbeitet, während die Schaltung Bild 1 ein BCD-Signal liefert. Dieser Umstand erscheint auf den ersten Blick als erheblicher Nachteil, die Praxis indessen zeigt, daß er leicht umgangen werden kann (Bild 6 und 7), zuweilen sogar Vorteile bietet (z. B. bei erzwungener Blockierung der Ausgänge, siehe Bild 4). Auch die nachfolgende Schaltung verlangt zuweilen ein negiertes BCD-Eingangssignal. Wie in Schaltung Bild 1 erzeugt der 4931 das Triggersignal, die Ausgänge des 74147 sind nicht entprellt!

Tabelle 1: Gegenüberstellung Dezimal- und BCD-Code

Dezimal-Code	BCD-Code D	C	B	A
0	L	L	L	L
1	L	L	L	H
2	L	L	H	L
3	L	L	H	H
4	L	H	L	L
5	L	H	L	H
6	L	H	H	L
7	L	H	H	H
8	H	L	L	L
9	H	L	L	H

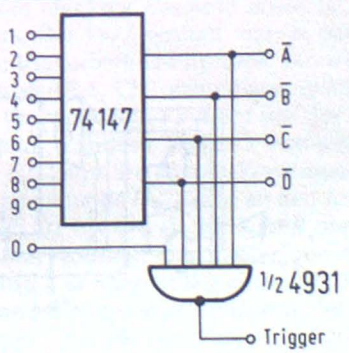


Bild 2. Moderner $\overline{BCD}$-Coder. Beschaltung der Eingänge gem. Bild 1

Die Anschlußbelegung des 74147 zeigt *Bild 3*, *Tabelle 2* seine Wahrheitstabelle. Auf die Darstellung der Innenschaltung wurde verzichtet, da sie zum Verständnis der Funktion nicht erforderlich ist.

Gemäß der Wahrheitstabelle nimmt der Ausgang A,B,C,D des 74147 einen Status an, dessen Wertigkeit als BCD-Zahl identisch ist mit der Wertigkeit des aktivierten Dezimal-Einganges. Der Ausgang ist zwar invertiert, jedoch

Tabelle 2. Wahrheitstabelle des 74147 (X = H oder L)

Eingänge									Ausgänge			
1	2	3	4	5	6	7	8	9	D	C	B	A
H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H
X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	H	H	L
X	X	X	X	X	X	X	L	H	L	H	H	H
X	X	X	X	X	X	L	H	H	H	L	L	L
X	X	X	X	X	L	H	H	H	H	L	L	H
X	X	X	X	L	H	H	H	H	H	L	H	L
X	X	X	L	H	H	H	H	H	H	L	H	H
X	X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	L	L
X	L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L	H
L	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	H	L

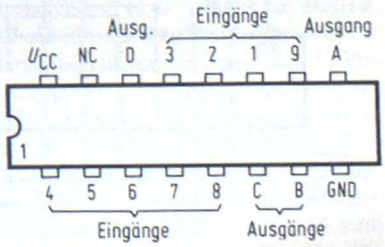


Bild 3. Anschlußbelegung des Prioritäts-Coders 74147. Siehe auch Tabelle 2

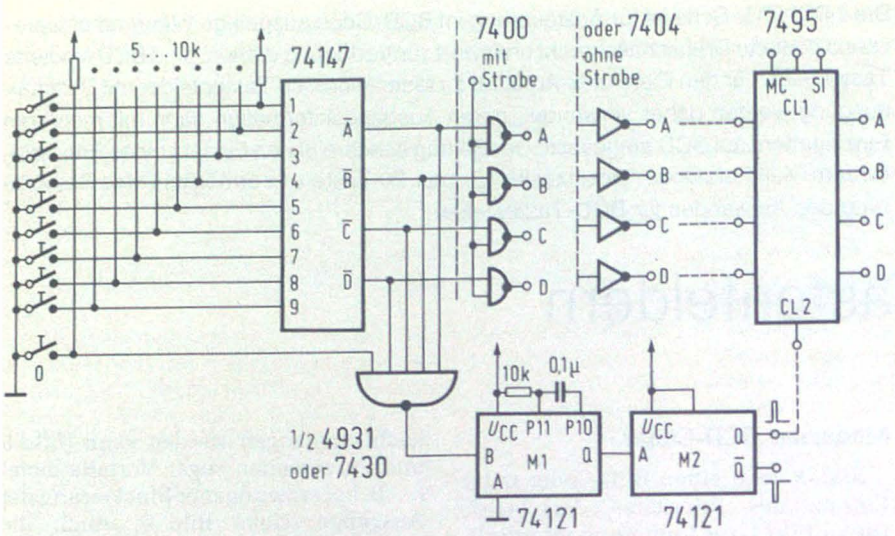


Bild 4. BCD-Coder für 10er-Tastatur mit Entpreller, wahlweise mit und ohne STROBE und Auffangregister

auch das Eingangssignal. Die Behauptung stimmt also: $\overline{4} \triangleq \overline{LHLH}$ 5 ≙ HLHL (D,C,B,A). Der 74147 enthält jedoch noch eine Spezialität: Er bewertet die Eingänge gemäß ihrer Wertigkeit und reagiert entsprechend vorrangig auf hohe Werte. Werden gleichzeitig zwei oder mehrere der Eingänge aktiviert, so folgt der Ausgang dem Eingang mit der höchsten Wertigkeit. Werden also gleichzeitig „1", „4" und „8" gedrückt, zeigt der Ausgang die „8" als $\overline{BCD}$-Zahl; wird die „8" losgelassen, geht der Ausgang auf die $\overline{BCD}$-„4". Daher auch der Name „Prioritäts-Coder".

Die unten beschriebene Anwendung des 74147 ist überzeugend. Eine andere Applikation: Rangreihenfolge von Alarmleitungen. Boshaft: Die Sekretärin mehrerer Herren könnte deren Wünsche gemäß ihrer Wertigkeit besser erkennen. Auch Mehrfach-Gegensprechanlagen bzw. Rundsprecheinrichtungen seien genannt. Auch die Dezimalstellen-Anwahl verschiedener Rechnerbausteine kann auf vier Verbindungsleitungen reduziert werden (Vorteil besonders bei längeren Verbindungsleitungen!).

10er-BCD-Tastenfeld

Die Schaltung eines Standard-Tastenfeldes für die Ziffern 0-9 zeigt *Bild 4*. Die Eingänge des 74147 reagieren unbeschaltet, als wären sie nach H geschaltet. Die gezeichneten Widerstände 5...10 kΩ sind nicht unbedingt erforderlich, erhöhen jedoch die Störsicherheit, insbesondere bei längeren Verbindungsleitungen zwischen Tastatur und IS.

Der jeweils aktivierte Eingang wird durch den korrespondierenden Taster nach L kurzgeschlossen, der Ausgang folgt mit der $\overline{BCD}$-Zahl, die nachgeschalteten Gatter bilden die BCD-Zahl. Mit L auf der STROBE-Leitung der Gatter können diese blockiert werden, alle Ausgänge werden H. Ist die STROBE-Funktion entbehrlich, können die Gatter 7400 durch Inverter, z. B. 7404, ersetzt werden.

Der 4931 bildet aus den Ausgängen $\overline{A},\overline{B},\overline{C},\overline{D}$ oder dem Eingang „0" das Triggersignal, dessen positive Flanke den monostabilen Multivibrator MV 1 startet. Nach der mit R/C eingestellten Verzögerungszeit triggert die fallende Flanke des Ausgangs Q des MV 1 den MV 2 über dessen Eingang A, welcher seinerseits nun einen schmalen Impuls von ca. 30 ns erzeugt. Dieser Impuls veranlaßt den Speicher 7495 oder ein anderes nachgeschaltetes Auffangregister, das an seinen Eingängen 1-4 anliegende Signal zu übernehmen und zu speichern; seine Ausgänge folgen dann entsprechend. Nach dem Abfallen des Triggerimpulses des MV 2 sind die Eingänge des 7495 wieder blockiert.

Die als Monoflops eingesetzten 74121 reagieren auf die positive Flanke des ersten Startimpulses mit Auslösung der durch R/C eingestellten Verzögerungszeit. Weitere, durch Kontaktprellen verursachte Impulse bleiben während der metastabilen Phase wirkungslos. Der 74121 arbeitet sehr zuverlässig, das mit R/C eingestellte Intervall bleibt innerhalb 1 %.

Die Schaltung Bild 4 benötigt zwei Monoflops 74121. Die neue IS 74221 nun enthält in einem 16poligen DIP-Gehäuse zwei der IS 74121 äquivalente Schaltungen, also zwei Monoflops auf einem Chip (ähnlich auch der 74123). *Bild 5a* und *b* zeigt Anschlußbelegung und Innenschaltung des 74221, *Tabelle 3* seine Wahrheitstabelle. Die in Bild 5a gezeichnete Außenbeschaltung ist für alle beschriebenen Tasten-Coder gültig. Jedes der beiden Monoflops hat jedoch nur einen A-Eingang, was meistens und auch im vorliegenden Fall keine Einschränkung bedeutet. Im Gegensatz zum 74121 verfügt *jedes* Monoflop des 74221 über einen dominierenden CLEAR-Eingang, über den die metastabile Phase vor Ablauf der eingestellten Verzögerungszeit durch einen L-Impuls abgebrochen werden kann. Auch eine STROBE-Funktion kann dadurch leicht realisiert werden. Zwei IS 74121 können im Normalfall also ohne Einschränkung durch eine IS 74221 ersetzt werden. Im Zweifelsfall greife man zum Datenblatt, enthalten in [2].

Die Standard-IS 7400 und 7404 enthalten 4 bzw. 6 Gatter bzw. Inverter. Bei der Realisierung einer Schaltung blei-

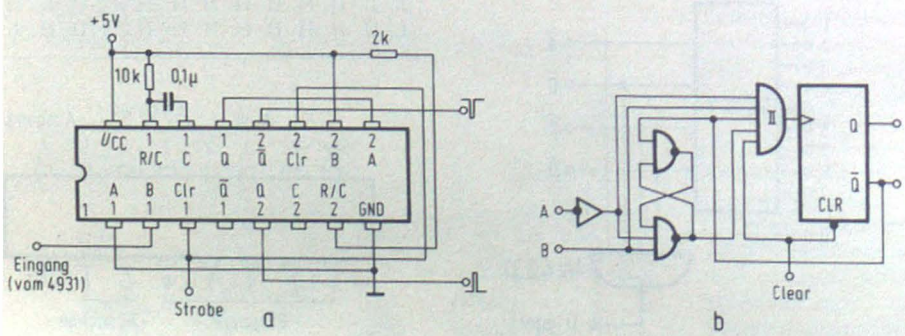


Bild 5. Doppel-Monoflop 74221 enthält zwei zu 74121 äquivalente Schaltungen: a) Anschlußbelegung des 74221 mit für diesen Beitrag gültiger Außenbeschaltung; b) Innenschaltung des 74221 (ein Monoflop)

Tabelle 3. Wahrheitstabelle des 74221 (ein Monoflop)

Eingänge			Ausgänge	
Clear	A	B	Q	$\overline{Q}$
L	X	X	L	H
X	H	X	L	H
X	X	L	L	H
H	L	↑		
H	↓	H		

ben meist einzelne Gatter unbenützt. Für diesen Fall zeigt *Bild 6* eine elegante Lösung eines BCD-Coders unter Einsparung einer IS: Die vier NANDs bzw. Inverter der Schaltung Bild 4 werden ersetzt durch einen NAND aus 7400 und zwei Dioden! Es mag allerdings verwirren, daß die Ausgänge $\overline{A},\overline{B},\overline{C},\overline{D}$ des 74147 plötzlich als Ausgänge A,B,C des Coders bezeichnet sind.

Die Erklärung ist einfach bei einem Blick auf Tabelle 2: Betrachtet man nur die Ausgänge $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ des 74147, so zeigt sich, daß die der Dezimal-„5" äquivalente $\overline{BCD}$-Zahl LHL (C,B,A) identisch ist mit dem BCD-Äquivalent der Dezimal-„2"! Verbindet man also die Taste mit dem Dezimal-Wert „2" mit dem Eingang Dezimal-„5" des 74147, so zeigt der Ausgang $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ des 74147 das zu der Taste „2" richtige BCD-Äquivalent LHL (C,B,A). Dieser Sachverhalt trifft auch übertragen auf die Dezimal-Ziffern „0" bis „6" korrekt zu (siehe Tabelle 2). Die Stelle „D" des BCD-Codes muß bei den Zahlen „0" bis „7" den Zustand L, nur bei „8" und „9" den Zustand H zeigen (siehe Tabelle 1). Das NAND aus 7400 realisiert diese Forderung: Wird durch Schließen einer der Tasten „8" oder „9" einer seiner Eingänge L, geht sein Ausgang auf H – also den an „D" gewünschten Wert. Über Koppeldioden wird gleichzeitig jeweils derjenige Eingang „1" bis „7" des 74147 aktiviert – E7 für Taste „8", E6 für Taste „9" –, dessen Ausgangssignal $\overline{A},\overline{B},\overline{C}$ zusammen mit D die zu Dezimal-„8" und -„9" äquivalente BCD-Zahl ergibt.

Wird keine Taste gedrückt, zeigt der Ausgang LHHH (D,C,B,A), dies entspricht der dezimalen „7". Soll eine „7" nun eingetastet werden, muß – analog der „0" in Bild 4 – nur ein Triggersignal über 4931 erzeugt werden. Als Entpreller ist in Bild 6 der oben besprochene 74221 gezeichnet.

Zwei Eigenheiten der Schaltung Bild 6 seien betont, wiewohl diese meist belanglos sind: 1. Die Wertigkeit der Dezimal-Tasten ist *verschieden* von jener der Eingänge des 74147! Beim Aufbau einer Schaltung ist also erhöhte Aufmerksamkeit geboten. 2. Im inaktiven Zustand, d. h. keine Taste betätigt, zeigt der Ausgang A,B,C,D nicht die BCD-„0", sondern die BCD-„7"! Da meist ein Pufferspeicher gemäß Schaltung Bild 4 nachgeschaltet ist, ist dies ebenfalls belanglos. Gegebenenfalls muß die Verwendbarkeit jedoch geprüft werden.

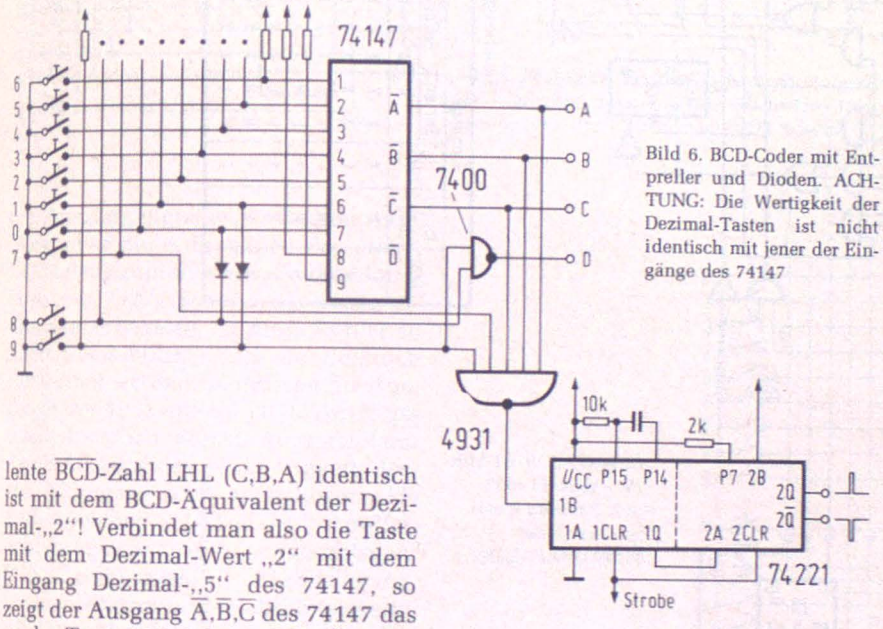


Bild 6. BCD-Coder mit Entpreller und Dioden. ACHTUNG: Die Wertigkeit der Dezimal-Tasten ist nicht identisch mit jener der Eingänge des 74147

Als Dioden seien Germanium-Typen empfohlen wegen ihrer geringeren Schwellenspannung. Während in den vorherigen Schaltungen die an $+U_B$ liegenden Widerstände auch entfallen konnten, sind sie bei den mit Dioden beschalteten Eingängen zur Sicherstellung eindeutiger Potentialverhältnisse unentbehrlich.

Die Verwendung der Speicher-IS 7475 erlaubt gemäß *Bild 7* eine besonders elegante Variante eines BCD-Coders. Der 7475 enthält vier, je paarweise triggerbare D-Flipflops. Sie werden über Cl 1, Cl 2 gemeinsam getriggert. Da von jedem FF nicht nur der Q-Ausgang, sondern auch $\overline{Q}$ herausgeführt ist, kann die an den Eingängen 1 bis 4 anstehende $\overline{BCD}$-Zahl an den Ausgängen $\overline{Q}1$ bis $\overline{Q}4$ als BCD-Zahl abgenommen werden; die Gatter/Inverter aus Bild 4 können völlig entfallen! Bedingung dieser eleganten Lösung ist allerdings, daß die nachfolgende Schaltung den Einsatz des 7475 erlaubt. Die Beschaltung der Eingänge des 74147

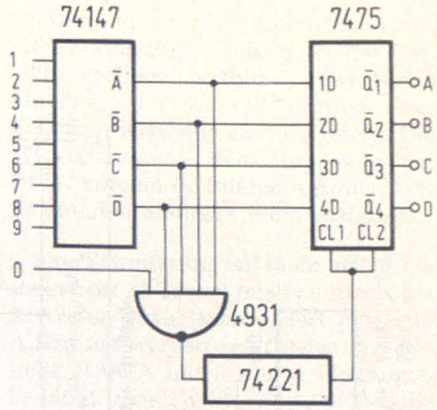


Bild 7. BCD-Coder für 10er-Tastatur mit 7475. Besonders einfache Schaltung

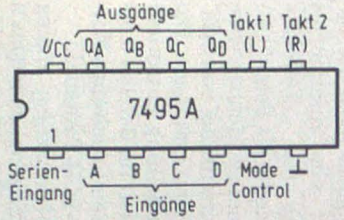
bzw. des 74221 ist identisch mit der in Bild 4 bzw. 5a angegebenen.

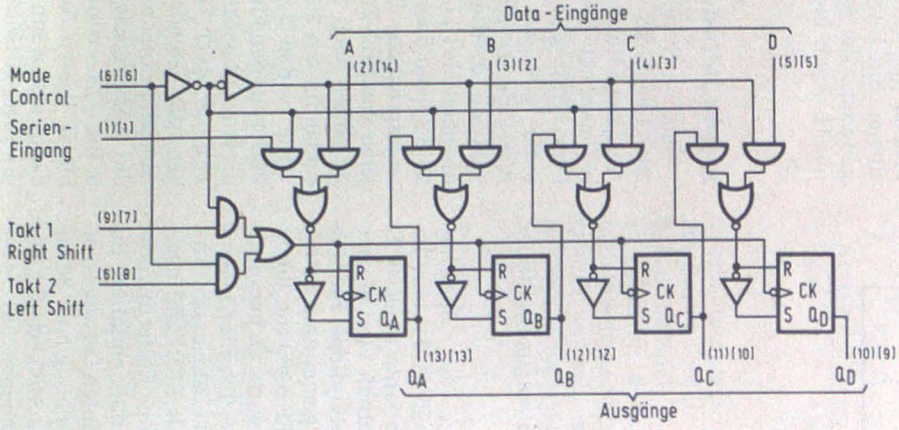
Bild 8a zeigt Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle des in Bild 4 als Pufferspeicher verwendeten Schieberegisters 7495. Die Eingänge CLOCK 1, SERIAL INPUT und MODE CONTROL sind im Beispiel über Schutzwiderstände an $+U_B$ zu legen. Für nähere Informationen siehe Datenblatt in [1]. Ein u. U. wesentlicher Nachteil des 7495 ist das Fehlen einer CLEAR-Funktion, mit der das SR zurückgesetzt bzw. blockiert werden kann. Ist eine solche Funktion gefordert, sei das SR 74195 empfohlen. *Bild 8b* gibt die wichtigsten Informationen. Ein L-Impuls am CLEAR-Eingang setzt die Ausgänge Q_{a-d} auf L, $\overline{Q}_d$ auf H. Auch hierzu das Datenblatt in [1].

20er-BCD-Tastenfeld

Manche Schaltungen erfordern ein 20er-Tastenfeld mit BCD-codierter Ausgangsinformation. So werden z. B. bei manchen Rechner-IS auch die Befehle BCD-codiert; ein zusätzliches 5. Bit gibt an, ob die anstehende BCD-Zahl als Ziffer oder als Befehl aufzufassen ist. Allgemein zu nennen wäre die parallele (!) Übermittlung von max. 20 Befehlen über hier 5 Leitungen. Die angesprochene Darstellung entspricht jener von BCD-Zahlen im Bereich 0 bis 20. *Bild 9* zeigt einen Schaltungs-Vorschlag für ein 20er-BCD-Tastenfeld.

Die beiden 74147 erzeugen analog Bild 4 aus den Eingangssignalen 0 bis 9 die Ausgangssignale $\overline{A}$ bis $\overline{D}$, aus 10 bis 19 die $\overline{A}'$ bis $\overline{D}'$. Die Gatter 7400 vereinigen die jeweils korrespondierenden Ausgänge, invertieren diese und bilden die Ausgangssignale 1A bis 1D. Das 5. Bit – 2A – wird durch einen 4931 gebildet, dessen Ausgang dann und nur dann H ist, wenn der untere 74147 oder die Taste 10 betätigt wird. Die invertier-

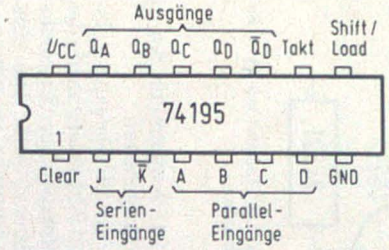


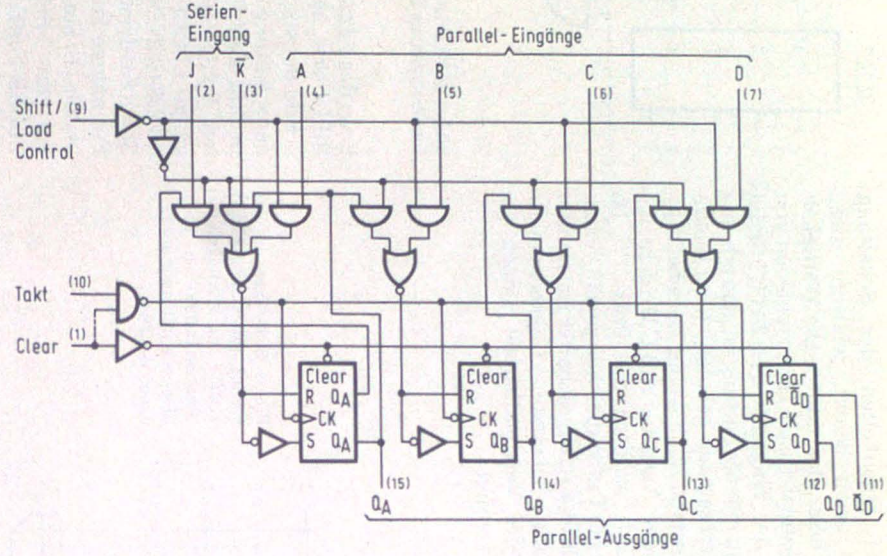


Funktionstabelle

Eingänge								Ausgänge			
Mode Control	Takt 2(L)	Takt 1(R)	Serien	Parallel A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D
H	H	X	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
H	↓	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d
H	↓	X	X	Q_{Bt}	Q_{Ct}	Q_{Dt}	d	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}	d
L	L	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
L	X	↓	H	X	X	X	X	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}
L	X	↓	L	X	X	X	X	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}
↑	L	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↓	L	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	L	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	H	L	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}
↑	H	H	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}

Bild 8. Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle der Speicher-IS 7495 74195, passend zu Schaltung Bild 4 und 6





Funktionstabelle

Eingänge									Ausgänge				
Clear	Shift/ Load	Takt	Serien J	$\overline{K}$	Parallel A	B	C	D	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	$\overline{Q}_D$
L	X	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	H
H	L	↑	X	X	a	b	c	d	a	b	c	d	$\overline{d}$
H	H	L	X	X	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	$\overline{Q}_{D0}$
H	H	↑	L	H	X	X	X	X	Q_{A0}	Q_{A0}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\overline{Q}_{Cn}$
H	H	↑	L	L	X	X	X	X	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\overline{Q}_{Cn}$
H	H	↑	H	H	X	X	X	X	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\overline{Q}_{Cn}$
H	H	↑	H	L	X	X	X	X	$\overline{Q}_{An}$	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	$\overline{Q}_{Cn}$

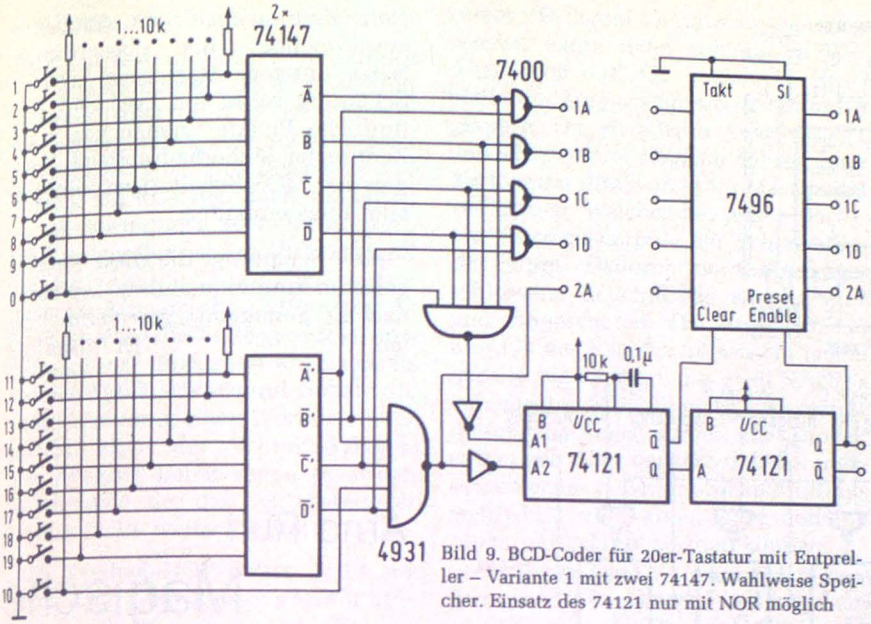


Bild 9. BCD-Coder für 20er-Tastatur mit Entpreller – Variante 1 mit zwei 74147. Wahlweise Speicher. Einsatz des 74121 nur mit NOR möglich

werden können. Als Pufferspeicher ist – falls erforderlich – ebenfalls der Typ 7496 geeignet (s. Bild 9). Die freien Eingänge des 74S133 werden über Schutzwiderstände an $+U_B$ gelegt. Die Widerstände an den Eingängen der 74147 können im Interesse eindeutiger Potentialverhältnisse nicht entfallen.

Eine Erweiterung auf mehr als 20 Tasten ist bis 23 Tasten relativ einfach, bis 32 Tasten etwas kompliziert möglich. Allerdings werden dann erstens zusätzliche NANDs mit 3 und 4 Eingängen benötigt, zweitens der reine BCD-Code verlassen. Anwendung findet dann ein Gemisch aus BCD- und Dual-Code je nach den Erfordernissen.

Bild 11 zeigt noch die Anschlußbelegung des in Bild 10 verwendeten Vielfach-NAND 74S133.

ten Ausgangssignale der beiden 4931 lösen über die A-Eingänge des ersten 74121 den Entpreller aus. Da die Monoflops des 74221 jeweils nur einen A-Eingang aufweisen, ist diese IS hier so nicht verwendbar. Soll sie dennoch verwendet werden, so müssen die Ausgänge der 4931 auf ein NOR-Gatter geschaltet werden, dessen Ausgang dann den B-Eingang des 74221 triggert; dessen A-Eingang muß an L liegen. Als Pufferspeicher sei das 5-Bit-Parallel-Schieberegister 7496 vorgeschlagen. Bild 12 zeigt seine Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle, das Datenblatt ist in (1) enthalten. Bei jeder Tastenbetätigung setzt der negative Impuls an Q des ersten Monoflops den 7496 zurück. Der folgende positive Impuls an Q des zweiten Monoflops veranlaßt den 7496, die am Eingang anstehende Information zu übernehmen.

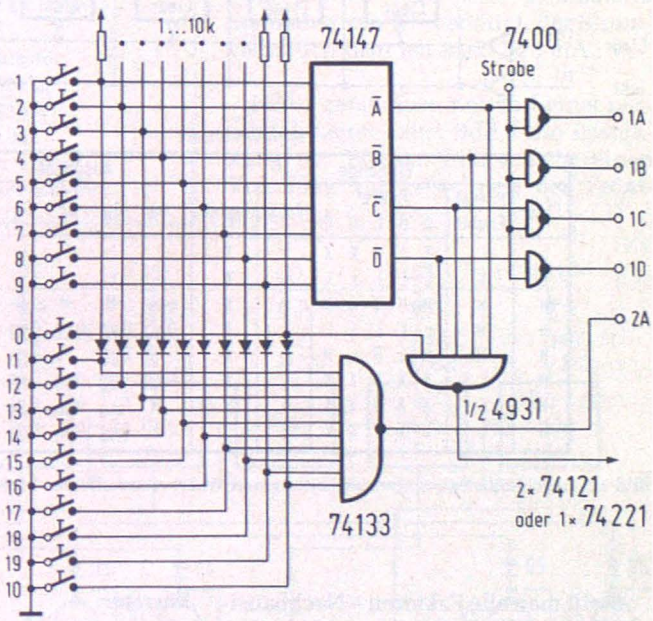
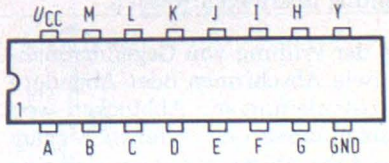


Bild 10. BCD-Coder für 20er-Tastatur – Variante zwei mit Koppeldioden und 13fach-NAND 74133

Die Schaltung *Bild 9* empfiehlt sich, wenn die Tasten 0-9 einerseits und 10-19 andererseits nicht unmittelbar benachbart, sondern als zwei je komplette Tastenfelder an verschiedenen Stellen einer Frontplatte montiert sind. Falls alle Tasten jedoch beieinander liegen, eventuell bei Einlöttastern (Minitast) gar auf einer Platine, wird Schaltung *Bild 10* vorteilhaft. Die an der ersten Stelle identischen Zahl-Tasten 00 bis 09 bzw. 10 bis 19 liegen, nur durch Ge-Dioden entkoppelt, parallel. Die Ausgänge A bis D des 74147 geben nach Inversion durch 7400 (oder 7404) den äquivalenten BCD-Wert der ersten Dezimalstelle an. Das Multi-NAND 74S133 mit 13 Eingängen detektiert das Potential an den Tasten 10 bis 19. Sein Ausgang ist dann und nur dann L, wenn alle Eingänge H sind. In Schaltung 10 ist dies immer dann und nur dann der Fall, wenn eine der Tasten 0 bis 9 oder garkeine Taste gedrückt wird. Wird dagegen eine der Tasten 10 bis 19 gedrückt, so schaltet sein Ausgang Y auf H, dies ist die am Ausgang 2A erforderliche und richtige Information.

Der Ausgang des 4931 triggert wie oben den Entpreller, wobei hier die beiden 74121 wieder durch 74221 ersetzt

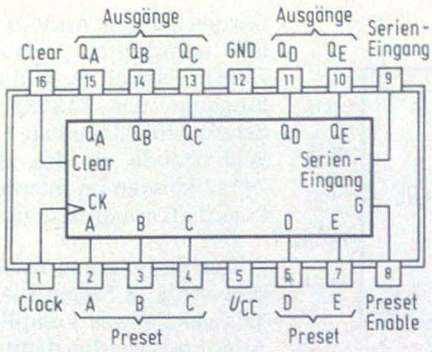


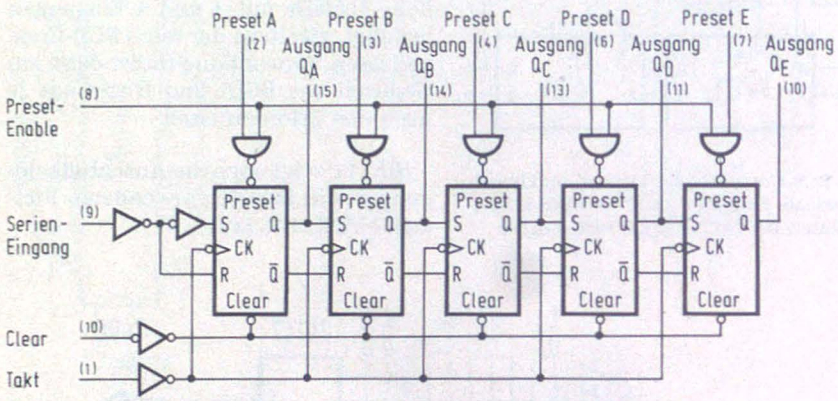
$Y = \overline{ABCDEFGHIJKLM}$

Bild 11. Anschlußbelegung des 74133

Nachbau

Ein Teil der angegebenen IS wurden in für Elektronik-Amateure entwickelten Schaltungen bislang noch nicht eingesetzt. Dennoch sei das nun zu erwartende Argument, diese IS seien schlecht zu beschaffen, der Nachbau also gefährdet, von vornherein zurückgewiesen. Bei den angegebenen IS handelt es sich um Produkte der Standard-TTL-Serie 74. Sie wurden vom Autor bereits mehrfach beschafft. Beschaffungsschwierigkeiten traten bislang noch nicht auf, wenn man berücksichtigt, daß gerade in der Industrie Lieferzeiten von einigen Wochen bei Kleinaufträgen durchaus üblich sind. Auf Wunsch ist der Autor gerne bereit, Lieferanten nachzuweisen.





Funktionstabelle

Eingänge								Ausgänge				
Clear	Preset Enable	Preset A	B	C	D	E	Takt	Serien	Q_A	Q_B	Q_C	Q_D	Q_E
L	L	X	X	X	X	X	X	X	L	L	L	L	L
L	X	L	L	L	L	L	X	X	L	L	L	L	L
H	H	H	H	H	H	H	X	X	H	H	H	H	H
H	H	L	L	L	L	L	L	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}
H	H	H	L	H	L	H	L	X	H	Q_{B0}	H	Q_{D0}	H
H	L	X	X	X	X	X	L	X	Q_{A0}	Q_{B0}	Q_{C0}	Q_{D0}	Q_{E0}
H	L	X	X	X	X	X	↑	H	H	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}
H	L	X	X	X	X	X	↑	L	L	Q_{An}	Q_{Bn}	Q_{Cn}	Q_{Dn}

Bild 12. Anschlußbelegung, Innenschaltung und Wahrheitstabelle des 7496 aus Bild 9 und 10

Stellt man alle Faktoren – Nachbausicherheit, Preis, Zahl der Sockel, Verdrahtungsaufwand, Verlustleistung bzw. Strombedarf, sowie Raumausnutzung – in Rechnung, so stellen sich die vorgeschlagenen Schaltungen erheblich günstiger als die konventionelle Schaltung Bild 1.

Literatur:

[1] The TTL-Data Book for Design Engineers, CC 411, Texas Instruments 1973

[2] Supplement to the TTL-Data Book, CC 416 C, Texas Instruments 1974

[3] Halbleiter-Schaltbeispiele mit IS, 1971/72, S. 27/28, Siemens AG.

Handlicher „Störspannungsgenerator"

Digitalschaltungen, besonders Eigenbauten, haben gelegentlich die Neigung, sich selbständig zu machen. Das heißt, daß ohne erkennbare äußere Ursache Flipflops kippen, Zähler weiterspringen oder Schieberegister gelöscht werden usw. Geht man den Ursachen gezielt nach, sind es häufig Schaltknackse aus dem Lichtnetz (Leuchtstoffröhren!) die über das Netzteil oder auch direkt induktiv auf die Schaltung übertragen werden.

Bei der Prüfung von Gegenmaßnahmen (wie Abschirmen oder Abändern von Datenleitungen, Abblocken von Speiseleitungen oder offenen Eingängen) auf ihre Wirksamkeit hat sich eine piezoelektrische Gasanzündepistole (ca. 15 DM) bewährt. In der Nähe der Netzzuleitung abgefeuert, simuliert sie ausgezeichnet die obenerwähnten Netzstörungen. Man kann auch die Schaltung selbst auf besonders empfindliche Punkte untersuchen; einige Zentimeter Sicherheitsabstand, besonders bei MOS-Schaltungen sollte man allerdings einhalten.

Eine Schaltung, die diese Prozedur gelassen hinnimmt ohne zu „spinnen", darf als genügend „gewitterfest" gelten.

Dr. Klaus Kohl

Arno Ruff

Magische Kreise

Der nachfolgende Aufsatz beschreibt ein elektronisches Unterhaltungsspiel, an dem beliebig viele Personen teilnehmen können. Es wird hierzu ein normaler Spielwürfel benötigt.

Spielregel

Nach dem Einschalten des Gerätes drückt man jede der drei Eingabetasten Ta 1...3 dreimal, um eventuelle Mehrfachimpulse aus den Schieberegistern zu entfernen. Danach wird kurz die Reset-Taste Ta 4 betätigt, damit ist das Gerät spielbereit, alle LED sind ausgeschaltet. Der ausgeloste Spieler beginnt mit dem Würfeln, er wählt eine der drei Tasten 1...3 und tippt die gewürfelte Zahl ein. Dann kommt der nächste Spieler an die Reihe. Leuchtet bei einem Mitspieler nach dem vollständigen Eintasten der gewürfelten Zahl ein Kreis (= vier LED) auf, so erhält er 10 Punkte, bei zwei Kreisen = 30 Punkte, bei drei Kreisen = 50 Punkte. Anschließend drückt man wieder Ta 4 (Reset) und eine neue Spielrunde beginnt.

Da die Schieberegister jeweils leuchtende LED ausschalten, bzw. nicht leuchtende einschalten, erfordert das Spiel einen gewissen Vorausblick, um die richtige Taste zu wählen. Es ist sehr von Vorteil, wenn sich die Spieler den letzten Stand der drei Schieberegister merken. Eine gewisse Taktik dieses Spieles (für Fortgeschrittene) liegt darin, seinen Gegenspielern eine möglichst ungünstige Position anzubieten, wenn man feststellt, daß im Moment kein Vollkreis zu erreichen ist.

Schaltung

Mit den Tastern Ta 1...3 werden die 4-Bit-Schieberegister IS 6...8 (7495) weitergeschaltet (*Bild 1*). Da normale Drucktaster prellen, sind sie für diesen Zweck ungeeignet. Aus diesem Grund wurde je ein RC-Glied nachgeschaltet, um die Störimpulse zu unterdrücken. Der Kondensator ist im Ruhezustand über den NAND-Schmitt-Trigger aufgeladen, am Ausgang des Gatters liegt L-Potential. Wird die Taste gedrückt, entlädt sich der Elektrolyt-Kondensator über den 330-Ω-Widerstand. Sobald die Entladespannung einen Wert von 0,9 V erreicht, kippt der Schmitt-Trigger. Sein Ausgang liefert einen positiven Einzelimpuls, der das Schieberegister um eine Stelle weiterschaltet.

Die Dreifach-NOR-Gatter N 13...15 sorgen dafür, daß immer nur ein einzelnes H-Signal hindurchgeschoben werden kann, denn solange an den Ausgängen Q1...Q3 logisch H liegt, bleibt der Eingang für weitere Impulse gesperrt. Die jeweiligen Ausgänge Q1 und Q2 der drei Register führen über die Inverter direkt an je ein Master-Slave-Flipflop, welches bei jedem positiven Ausgangsimpuls der Schieberegister kippt. Dadurch wird die angeschlossene Leuchtdiode ständig aus- und eingeschaltet. Die Ausgänge Q3 und Q4 der Register setzen bei jedem Impuls zunächst ein aus zwei NAND's aufgebautes Monoflop. Die Ausgänge dieser Monoflops wurden über Dioden entkoppelt. Dies bewirkt, daß die angeschlossenen Master-Slave-Flipflops wahlweise vom einen oder anderen Monoflop gekippt werden können.

Als Taster Ta 1...3 eignen sich besonders gut die Digitasten. Ta 4 kann ein normaler Miniatur-Drucktaster sein. Zum Betrieb wird eine stabilisierte Spannung von 5 V benötigt, der Stromverbrauch liegt bei max. 325 mA.

Bild 2 zeigt einen Entwurf einer passenden Leiterplatte, *Bild 3* die Bestükkung der Platine. *Bild 4* stellt einen Vorschlag zur Gestaltung der Frontplatte dar.

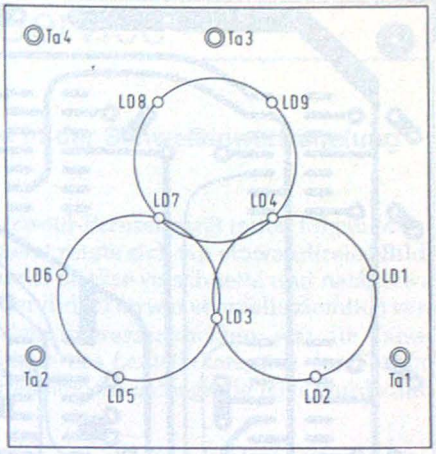


Bild 4. Vorschlag zur Gestaltung des Spielfeldes

Stückliste

5 IS 7473 = IS 1...5	6 Dioden 1 N 914 o. ähnl.
3 IS 7495 = IS 6...8	3 Digitasten
3 IS 7400 = N 1...12	1 Miniatur-Drucktaster
2 IS 7404 = J 1...12	9 Widerstände 220 Ω
1 IS 7427 = N 13...15	3 Widerstände 330 Ω
1 IS 74132= N 16...18	6 Widerstände 1 kΩ
	6 Kondensatoren 470 pF
9 LED	3 Elektrolyt-Kondensatoren 1 µF

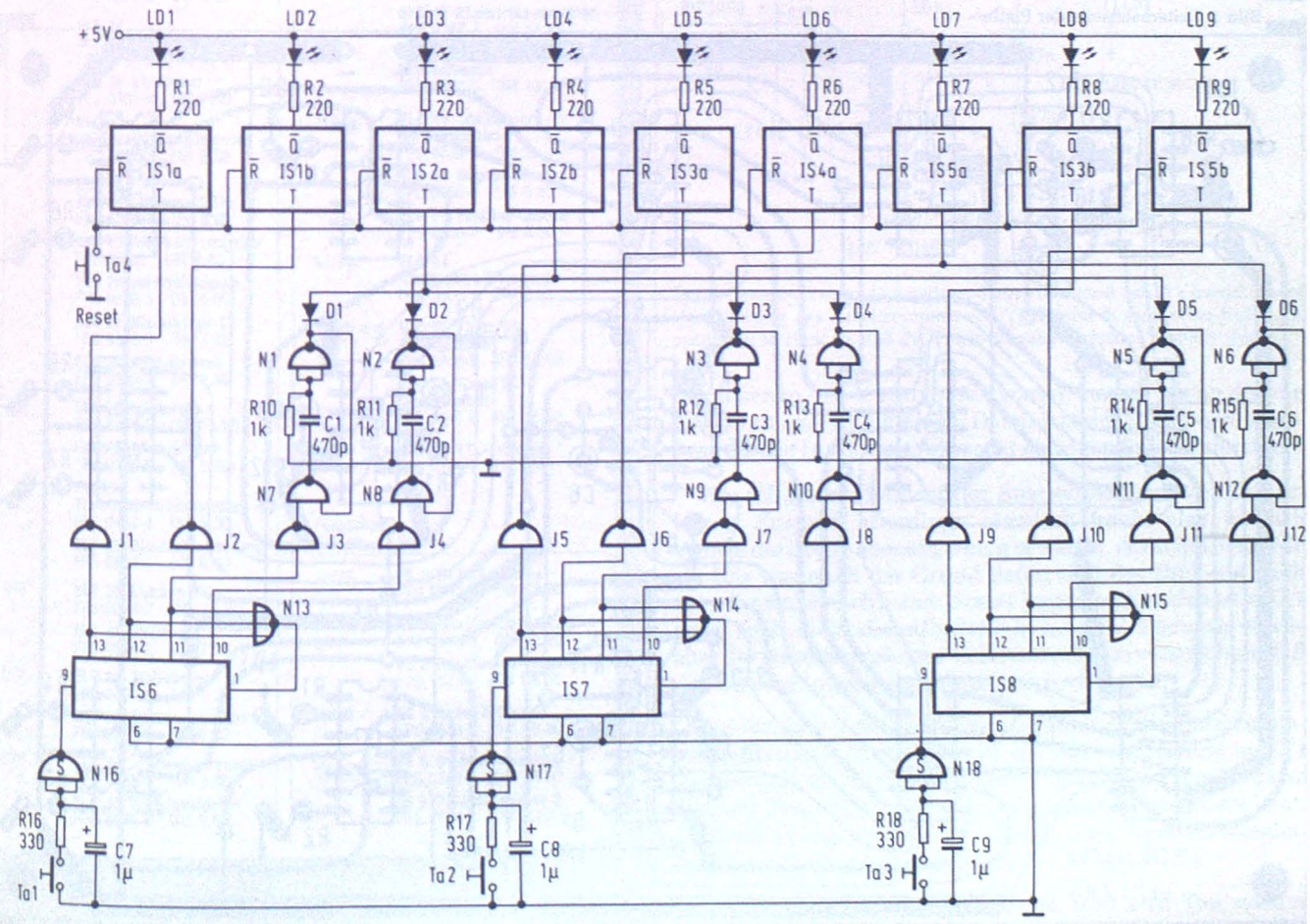


Bild 1. Gesamtschaltung des Unterhaltungsspieles „Magische Kreise"

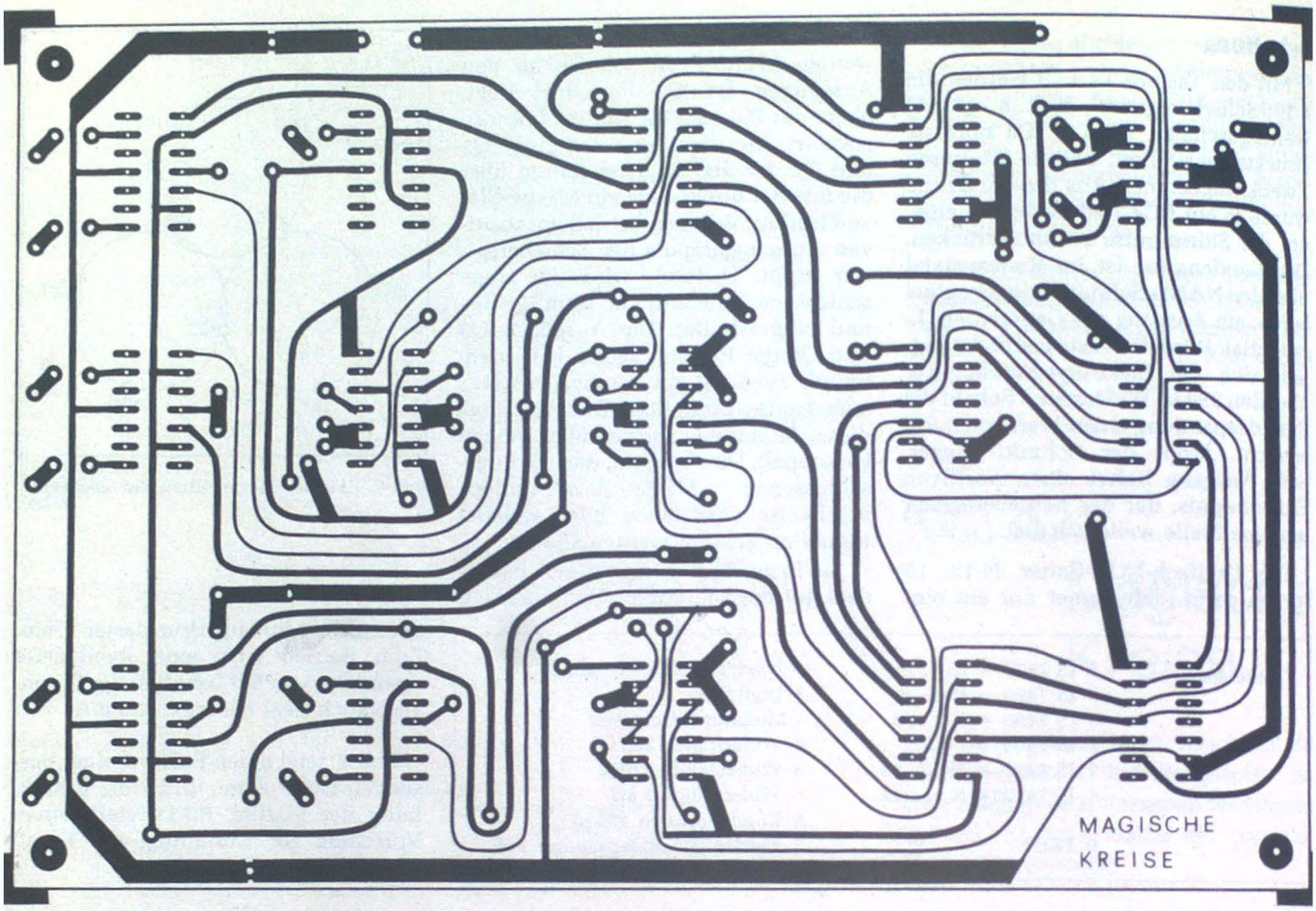


Bild 2. Leiterbahnseite der Platine

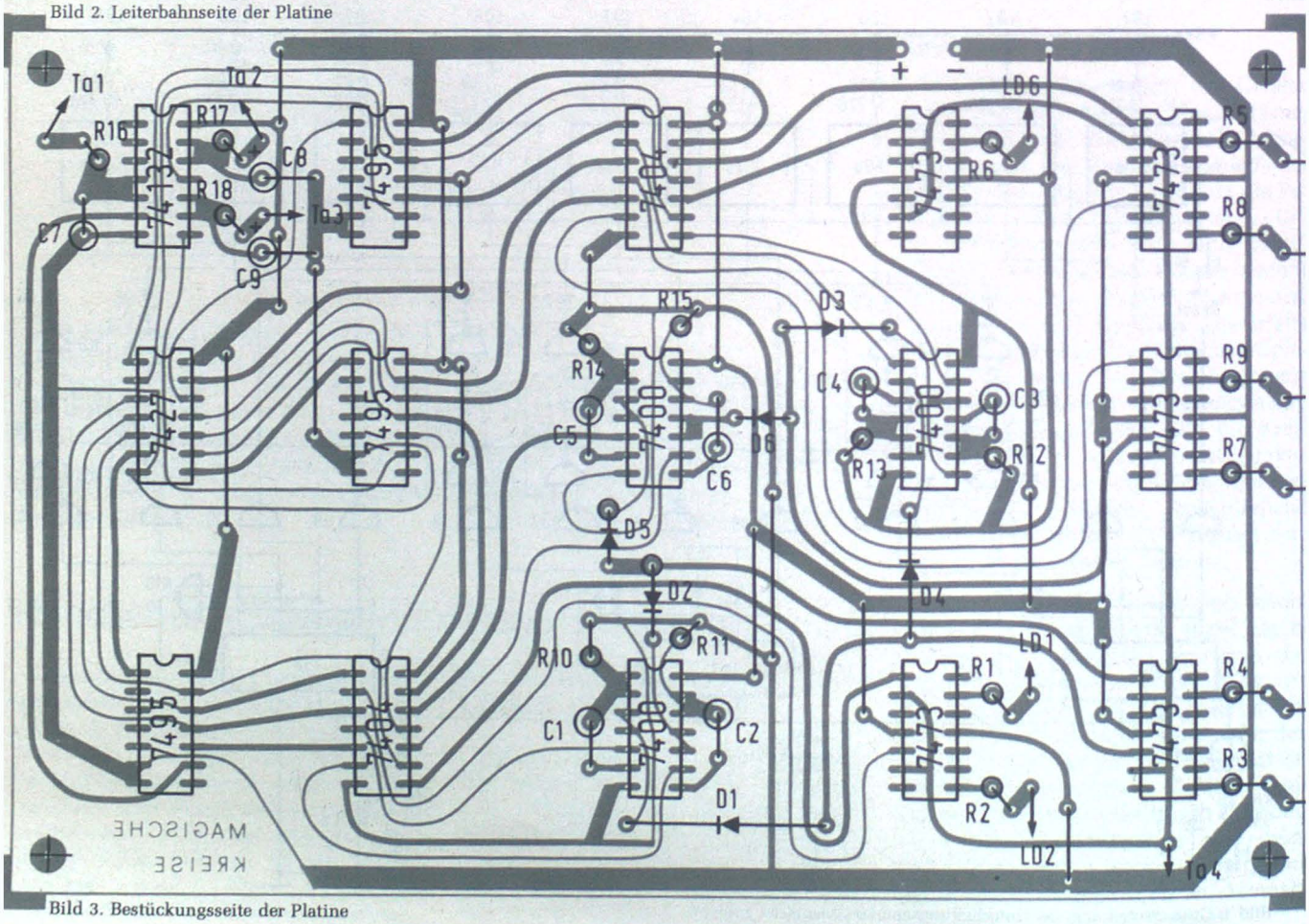


Bild 3. Bestückungsseite der Platine

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Seit der Vorstellung des FUNKSCHAU-Mini-Zählers vor genau einem Jahr [1] sind die Anfragen unserer Leser nach einem schnellen Vorteiler und einem empfindlichen Vorverstärker nicht abgerissen. Im folgenden Beitrag beschreiben wir eine solche Schaltung, für die im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Serie in allen einschlägigen Fachgeschäften wiederum ein Komplettbausatz erhältlich ist.

Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz

Schaltungsauslegung

Ziel der Entwicklung war es, eine Schaltung mit nur einem Eingang und einem einzigen Ausgang zu schaffen, die gleichzeitig extrem breitbandig, empfindlich und hochhohmig ist. Natürlich sollte der Aufwand möglichst niedrig sein, damit ein handliches und vor allen Dingen preiswertes Gerät entsteht. Das Ergebnis umfassender Grundlagenuntersuchungen und zahlreicher Laboraufbauten liegt nun in Form einer Schaltung vor, die alle oben genannten Eigenschaften vereint und in einem Frequenzbereich von neun Dekaden (!) arbeitet. Damit bilden der FUNKSCHAU-Mini-Teiler und -Zähler eine leistungsfähige Gerätekombination zur Erfassung von Frequenzen kleiner 1 Hz bis hinein in das 70-cm-Amateurband (*Bild 1*).

Bei Eingangsfrequenzen unter 5 MHz ist nur der interne Vorverstärker wirksam, während bei höheren Frequenzen dem Vorverstärker noch ein Teiler durch hundert nachgeschaltet ist. In jedem Fall erscheint am Ausgang ein TTL-Signal, und die Umschaltung zwischen Hf- und Lf-Mode (f_e größer bzw. kleiner 5 MHz) ist mit dem Ein-/Aus-Schalter gekoppelt. Die Grenze zwischen reinem Verstärker- und Verstärker/Teiler-Betrieb liegt deshalb gerade bei 5 MHz, weil dies die obere Grenzfrequenz des FUNKSCHAU-Mini-Zählers ist (*Tabelle*).

Tabelle der technischen Daten

Betriebsarten
Lf-Mode von 0,5 Hz...5 MHz (nur Vorverstärker)
Hf-Mode von 5 MHz...500 MHz (Vorverstärker und Teiler durch hundert)

Eingangsempfindlichkeit
Lf-Mode ≦ 10 mV
Hf-Mode ≦ 100 MHz: ≦ 20 mV
≦ 500 MHz: ≦ 100 mV

Ausgangspegel
TTL, fan-out 10
Versorgungsspannung +5,0 V
Stromaufnahme 275 mA
Zulässiger Spitzenwert der Eingangsspannung: ±5 V (keine Eingangsschutzschaltung vorgesehen!)

Blockschaltung

In *Bild 2* ist die Blockschaltung des Mini-Teilers dargestellt. Der Lf-Zweig besteht aus einem breitbandigen Niederfrequenz-Verstärker mit nachfolgendem schnellen Schalttransistor und einer Schmitt-Trigger-Stufe zur Impulsformung. Eingangsseitig erfolgt die Kopplung kapazitiv, und als Schmitt-Trigger wird ein Standard-TTL-Baustein eingesetzt. Bei Eingangsfrequenzen von etwa 800 kHz...1 MHz tritt beim Lf-Verstärker ein deutlicher Verstärkungsabfall ein; dieser wird dadurch kompensiert, daß das Eingangssignal nicht mehr direkt, sondern über die Vorstufe an den Lf-Verstärker gelangt. Dadurch konnte das gewählte Konzept beibehalten werden, mit nur einem Eingang auszukommen und mit dem Arbeitsbereich des Lf-Zweiges Frequenzen bis 5 MHz abzudecken.

Ein Hf-Transistor mit extern einstellbarem Arbeitspunkt bildet die Vorstufe. Durch diese Maßnahme läßt sich für jede Eingangsfrequenz über 5 MHz die maximale Empfindlichkeit finden. Das geschieht durch Betätigung eines von außen zugänglichen Potentiometers und ersetzt in der Wirkung eine automatische Arbeitspunkteinstellung, wie sie für eine solche Anwendung beispielsweise in [11] beschrieben ist. Eine derart komfortable Lösung scheidet hier selbstverständlich schon aus Kostengründen aus.

Im anschließenden Hf-Verstärker wird der Signalpegel so weit angehoben, daß er zur Ansteuerung des ECL-Teilers (IS 1) ausreicht. Eine ausführliche Beschreibung der Arbeitsweise dieses Bausteins folgt im nächsten Abschnitt. In IS 1 ist ein Pegelumsetzer von ECL- auf TTL-Pegel enthalten, der die nachfolgende Teilerstufe (IS 2) ansteuert. Durch die beiden in diesem Zweig liegenden Zehnerteiler wird erreicht, daß ausgangsseitig maximal 5 MHz anstehen, wenn am Eingang die obere Grenzfrequenz von 500 MHz eingespeist wird. In diesem Fall ist die Zähleranzeige mit 100 zu multiplizieren, um den Wert der Eingangsfrequenz zu erhalten.

Die Ausgangsbuchse des Gerätes wird zwischen dem internen Hf- und Lf-Teil umgeschaltet, obwohl der jeweils aktivierte Zweig für den Frequenzbereich des anderen unempfindlich ist. Der hauptsächliche Grund hierfür liegt in der Schwingneigung des schnellen ECL-Teilers begründet: Wenn bei sehr tiefen Frequenzen die Vorstufe und der Hf-Verstärker aufgrund ihrer Dimensionierung längst kein Ansteuersignal für IS 1 mehr liefern, erscheint dennoch am Teilerausgang ein Signal, das von „wilden Schwingungen" dieses Bausteins herrührt. Die Beseitigung dieser Schwingneigung wäre nur auf Kosten der Gesamtempfindlichkeit möglich, so daß der optimale Ausweg hierfür in der ausgangsseitigen Umschaltung besteht.

Problematik schneller Logiken

Der Aufbau schneller digitaler Teiler stieß bisher immer deshalb auf große Schwierigkeiten, weil die entsprechenden integrierten Schaltungen entweder gar nicht oder nur zu unerschwinglichen Preisen erhältlich wa-

Bild 1. Der FUNKSCHAU-Mini-Teiler ist speziell als Erweiterungsvorsatz für den Mini-Zähler vorgesehen

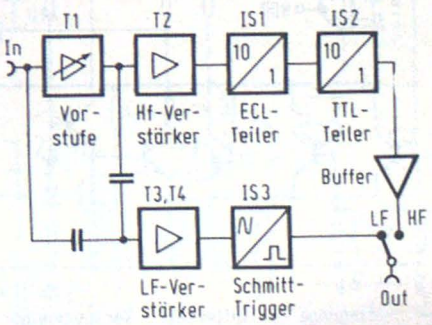


Bild 2. Blockschaltung des Mini-Teilers

ren. Das kommt daher, daß die obere Grenzfrequenz der herkömmlichen Logikfamilien nicht beliebig weit nach oben getrieben werden kann, obwohl gerade hierbei im Laufe der Jahre beträchtliche Fortschritte erzielt worden sind. Standard-TTL-Bausteine besitzen Gatter-Durchlaufzeiten von etwa 6 ns und lassen sich bis etwa 15 MHz einsetzen. Diese Grenze ergibt sich durch physikalische Wirkungsweise und Geometrie der internen Transistoren, die während ihres Schaltbetriebes immer in die Sättigung gelangen. Das bedeutet, daß im leitenden Zustand des Transistors sowohl die Emitter-Basis- als auch die Kollektor-Basis-Sperrschicht in Durchlaßrichtung gepolt sind, was zu einer Ansammlung von Ladungsträgern in der Basiszone führt.

Beim Ausschalten des Transistors muß diese Ladung erst über den Kollektor abfließen, ehe der Transistor vollständig sperrt. Die für den Abtransport der Ladung erforderliche Zeit („Speicherzeit") verursacht eine Ausschaltverzögerung, die prinzipieller Bestandteil aller gesättigten Logikfamilien ist.

Eine Verkürzung der Speicherzeit und die damit verbundene Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit ist schon dadurch möglich, daß man die internen Transistoren nicht in die Sättigung bringt. Kennzeichen für einen gesättigten Silizium-Kleinsignal-Transistor sind eine Basis-Emitter-Spannung von ca. 0,7 V und eine Kollektor-Emitter-Spannung von ca. 0,1 V. Das heißt, daß der Transistor ausgangsseitig ein wesentlich niedrigeres Potential aufweist als es am Steuereingang, der Basis-Emitter-Strecke, anliegt. Verhindert man nun ein Absinken des Kollektorpotentials auf einen derart niedrigen Wert, kann der Transistor nicht mehr in die Sättigung gelangen und wird dadurch bedeutend „schneller".

Aufgrund des physikalischen Prinzips der Metall/Halbleiter-Sperrschicht besitzen Schottky-Dioden eine Durchlaßspannung von nur ca. 0,3 V. Wenn eine solche Diode über der Basis-Kollektor-Strecke eines Siliziumtransistors liegt, kann bei leitendem Transistor das Kollektorpotential nur noch um 0,3 V unter das Basispotential absinken; das ist genau der Betrag der Schottky-Dioden-Durchlaßspannung weniger als die Basis-Emitter-Spannung. Für die Kollektor-Emitter-Spannung ergibt sich demzufolge ein resultierender Betrag von ca. 0,4 V, was ein Kennzeichen dafür ist, daß sich der Transistor sicher außerhalb des gesättigten Zustandes befindet.

In dieser Weise sind die internen Transistoren der Schottky- und Low-Power-Schottky-TTL-Familien aufgebaut. Es werden damit Gatterlaufzeiten bis herab zu 3 ns und Arbeitsfrequenzen bis zu 80 MHz erreicht. Die theoretische Leistungsgrenze in dieser Technologie liegt bei etwa 110 MHz, resultierend aus den parasitären Kapazitäten, die während des Schaltens umgeladen werden müssen, und den dazu zur Verfügung stehenden Strömen.

Emittergekoppelte Logik

Eine weitere Erhöhung der Arbeitsgeschwindigkeit ist nur durch eine prinzipiell anders aufgebaute Logik erreichbar. Zur Erfüllung dieser Anforderungen ist die emittergekoppelte Logik (ECL = *emitter coupled logic*) entwikkelt worden, bei der die Gatterlaufzeiten in die Größenordnung von unter 1 ns kommen und Frequenzen bis 1 GHz und darüber verarbeitet werden können; das sind bereits Frequenzen aus dem UHF-Bereich mit Wellenlängen bis hinab zu einem Dezimeter.

Um eine Vorstellung dieser Größenordnungen zu bekommen: Die international übliche Einteilung der Frequenzbereiche sieht über dem UHF- nur noch den SHF- und EHF-Bereich (*super high* bzw. *extremly high frequencies*) vor; das sind die Zentimeter- bzw. Millimeterwellen mit Frequenzen bis 30 GHz bzw. 300 GHz. Zum Vergleich: Die Wellenlängen von infrarotem Licht beginnen bei 1 µm, der Bereich des sichtbaren Lichts umfaßt Wellenlängen von 0,7...0,4 µm. Und noch eine andere Überlegung ist in diesem Zusammenhang interessant: Die Fortpflanzungsgeschwindigkeit des elektrischen Stromes, die in den gängigen Frequenzbereichen des „technischen Wechselstroms" nie eine markante Rolle spielt, muß hier bereits in die entsprechenden Überlegungen mit eingezogen werden; um in einem elektrischen Leiter, also beispielsweise auf der Platine, eine Strecke von 10 cm zurückzulegen, braucht der Strom eine Zeit von etwa 0,3 ns – und diese Zeitspanne kann bei Gatterlaufzeiten mit weniger als 1 ns längst nicht mehr vernachlässigt werden!

Interner Aufbau

Die interne Struktur eines ECL-Gatters zeigt *Bild 3* am Beispiel eines ODER-Gatters mit drei Eingängen. Am Schaltungssymbol (im Bild links oben) fällt auf, daß es nicht nur einen Ausgang, sondern auch noch einen zweiten, inversen Gatter-Ausgang gibt. Das liegt am Aufbau der ECL-Bausteine, durch den ohne zusätzlichen Inverter ausgangsseitig sowohl Implement als auch Komplement abgenommen werden können. Das „Herz" eines jeden Gatters bildet ein Differenzverstärker, von dem ein Eingang auf einer festen, temperaturkompensierten Vorspannung V_{BB} liegt. Betreibt man den hier eingesetzten Zehnerteiler an einer Versorgungsspannung von +5,0 V, stellt sich für V_{BB} ein typischer Wert von 3,77 V ein.

Den anderen Teil des Differenzverstärkers bilden parallel liegende Transistoren, denen die Logiksignale zur Ansteuerung des Gatters zugeführt werden. Durch die Basis-Ableitwiderstände gegen Masse sperren die in Bild 3 gezeichneten Eingangstransistoren, wenn kein Eingangssignal anliegt oder LOW-Pegel angeboten wird. Der rechte Transistor im Differenzverstärker leitet demzufolge, und an seinem Kollektor-Arbeitswiderstand tritt ein Spannungsabfall auf, der als LOW-Pegel am Ausgang erscheint.

Die Signalauskopplung erfolgt über Emitterfolger, deren Arbeitswiderstände bei der schnellsten ECL-Familie extern angeschlossen werden. Dadurch erreicht man die optimale Anpassung an den jeweiligen Anwendungsfall. Gleichzeitig wird deutlich, daß man am Differenzverstärker selbst das komplementäre Ausgangssignal abnehmen kann, wenn man einen weiteren Emitterfolger am anderen Zweig anschließt. Steuert man nun einen der drei Ein-

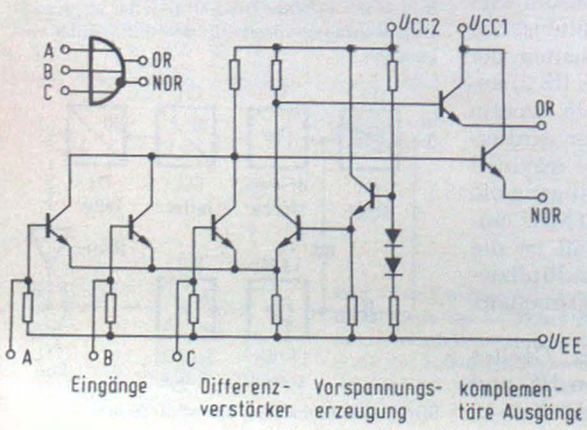


Bild 3. Innenschaltung eines ECL-OR/NOR-Gatters

gangstransistoren derart an, daß man sein Basispotential über den Wert der Vorspannung V_{BB} anhebt, leitet dieser Transistor, und die Pegelverhältnisse am Ausgang kehren sich um.

Zwei wesentliche Eigenschaften kennzeichnen diesen Betrieb: Erstens sind zur Ansteuerung bereits geringe Pegelunterschiede ausreichend; entsprechend der geschilderten Funktion liegen diese in der ECL-Technik bei etwa 0,8 V zwischen LOW- und HIGH-Pegel. Und zweitens kommt vom Prinzip her keiner der Transistoren je in die Sättigung; und gerade dieses Verhalten war die entscheidende Grundvoraussetzung für die Realisierung einer schnellen Logik.

Im *Bild 4* ist das Übertragungsverhalten eines ECL-Gatters dargestellt. Dabei wurde eine Versorgungsspannung von +5,00 V angenommen, und die eingetragenen Spannungswerte sind diejenigen, die für den hier verwendeten Zehnerteiler gültig sind [9].

Aus der Grafik geht beispielsweise hervor, daß bei Eingangspegeln zwischen 3,07...3,50 V (LOW-Zustand) der Ausgang garantiert im Bereich zwischen 3,11...3,41 V liegt; der maximal zulässige Wert für L-Pegel ist mit 3,43 V eingetragen. Eingangspegel zwischen 3,79...4,11 V werden als H-Pegel interpretiert, was ausgangsseitig zu Spannungswerten im Bereich von 4,00 bis 4,19 V führt.

Wahl der Versorgungsspannung

Die Dimensionierung der internen Kompenenten von ECL-Bausteinen erfolgt derart, daß die optimale Arbeitsgeschwindigkeit bei einer Versorgungsspannung von −5,20 V erreicht wird. Das bedeutet, daß die Anschlüsse V_{CC1} und V_{CC2} (Bild 3) auf Nullpotential, und der Anschluß V_{EE} auf −5,20 V liegen müßten. Diese Maßnahme erscheint auf den ersten Blick unverständlich, wenn man an den gewohnten Betrieb der vertrauten TTL-Bausteine denkt. Doch hier sind die Verhältnisse durch die interne Struktur wesentlich anders: Unterstellt man beispielsweise Störspitzen auf der Versorgungsspannung, dann erscheinen diese bei negativer Versorgung für den internen Differenzverstärker als Gleichtaktsignal und werden unterdrückt. Im anderen Fall, wenn V_{EE} auf Masse liegt, arbeitet die Schaltung selbstverständlich auch noch, aber ohne die eben geschilderte Wirkung der Gleichtaktunterdrückung.

Bei Betrieb an negativer Versorgungsspannung wäre außerdem diese zusätzliche Spannungserzeugung notwendig geworden, so daß trotz der erwähnten Einschränkungen die Standard-5-V-Versorgung ein Optimum für den gegebenen Anwendungsfall darstellt.

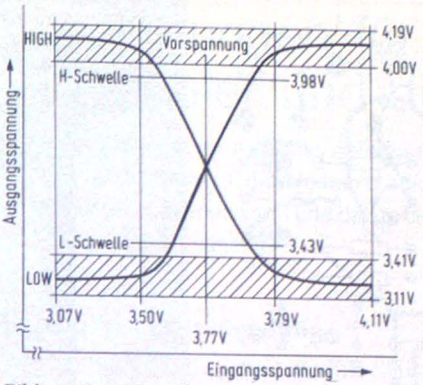


Bild 4. Typisches Übertragungsverhalten eines ECL-Gatters

Detailschaltung

Bild 5 zeigt die gesamte Schaltung des FUNKSCHAU-Mini-Teilers. Den Lf-Verstärker bildet T 3, dessen Gleichspannungsgegenkopplung im Emitterzweig kapazitiv überbrückt ist. Niedrige Eingangsfrequenzen bis zum eingangs erwähnten Wert von ca. 800 kHz gelangen über die beiden 100-µF-Koppelelkos direkt an den Transistor. Höhere Frequenzen bis 5 MHz werden erst vom Vorstufentransistor T 1 verstärkt und dann der Basis von T 3 zugeführt. Hierbei fällt auf, daß an der Basis von T 3 sowohl das Eingangssignal selbst als auch das von T 1 verstärkte und phasengedrehte Signal zusammengeführt werden. Diese ungewöhnliche Maßnahme ist deshalb möglich, weil Elektrolytkondensatoren bei höheren Frequenzen nicht mehr als Kondensator wirken, sondern durch die parasitären Induktivitäten und den hohen Verlustwinkel für Hochfrequenz nahezu undurchlässig sind. Das ist auch der Grund dafür, daß der Emitterwiderstand von T 3 nicht nur mit einem Elko überbrückt wurde, sondern daß für den Kurzschluß hochfrequenter Anteile ein weiterer Kondensator mit guten Hf-Eigenschaften parallel liegt.

T 3 steuert den schnellen Schalttransistor T 4 an, dessen Basiswiderstand zur Verbesserung des Frequenzganges wiederum zweifach kapazitiv überbrückt ist. Das Kollektorsignal von T 4 gelangt an ein Gatter mit Schmitt-Trigger Eigenschaften (IS 3), und an dessen Ausgang steht die Frequenzinformation im TTL-Pegel zur Verfügung.

Die beiden Hf-Transistoren im Hochfrequenz-Zweig arbeiten auf Ferrit-Breitband-Drosseln, die ein sehr lineares Verhalten über einen weiten Frequenzbereich aufweisen. Alle Stufen sind kapazitiv gekoppelt, und auch die Ankopplung an den ECL-Teiler MC 12013 erfolgt über einen keramischen Koppelkondensator mit Einspeisung an Stift 15 von IS 1. Am Anschlußstift 14 dieser IS steht die intern erzeugte Vorspannung V_{BB} zur Verfügung, die von den beiden Kondensatoren gegen Masse von möglichen Hf-Anteilen befreit wird und über den 1 kΩ-Vorwiderstand an den internen Differenzverstärker in IS 1 gelangt. Die fünf Eingänge E 1...E 5 an diesem Teiler dienen zur Wahl der Betriebsart; beim Betrieb als Zehnerteiler müssen sie auf hohem Potential liegen.

An den Stiften 2 und 3 stehen das Implement und Komplement des Ausgangssignals zur Verfügung; schließt

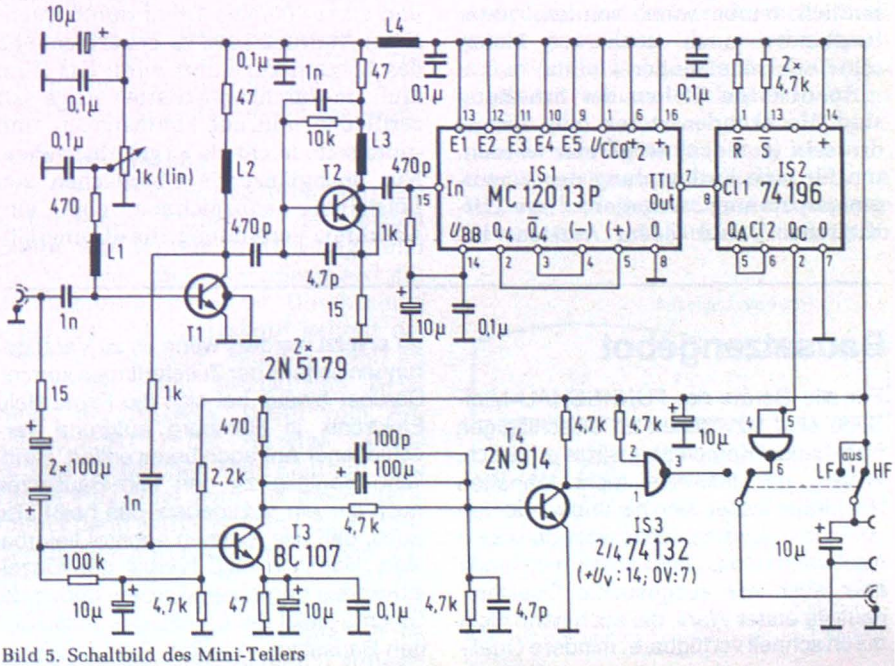
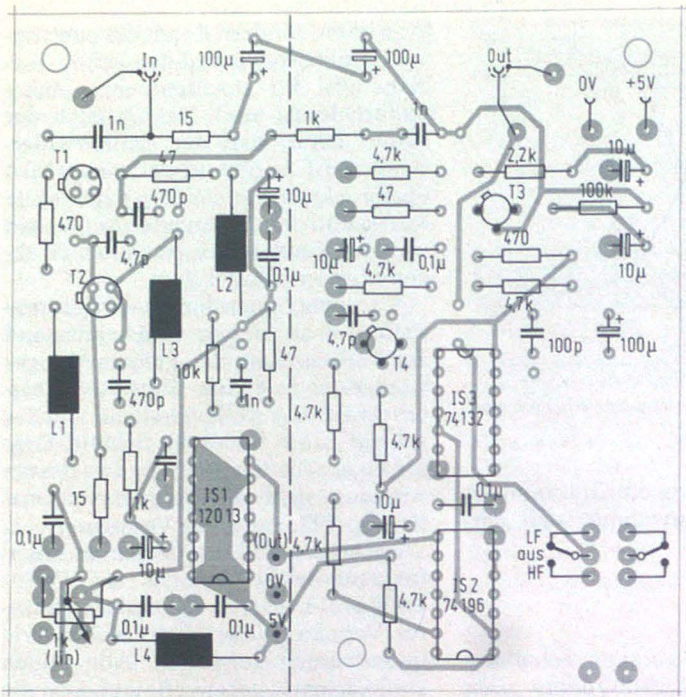


Bild 5. Schaltbild des Mini-Teilers



◄ Bild 6. Bestückungsplan

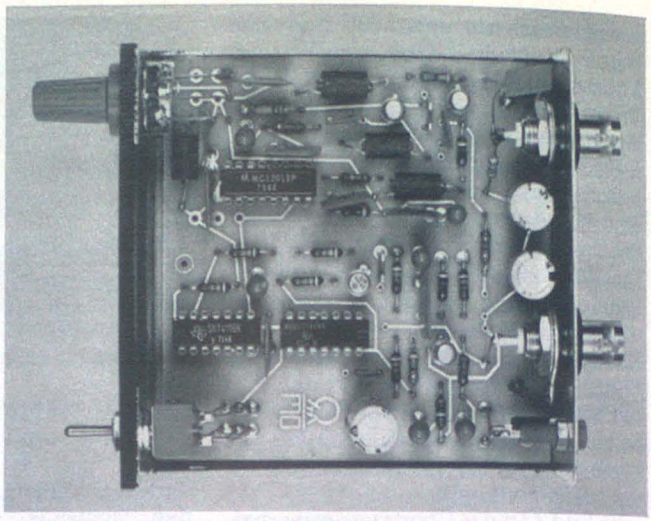


Bild 7. Innenansicht des Mustergerätes

man diese Signale an den internen Pegelumsetzer an (Stifte 4 und 5), erscheint am Anschluß 7 die durch 10 geteilte Eingangsfrequenz im TTL-Pegel. Im nachfolgenden Zehnerteiler IS 2 erfolgt eine weitere Untersetzung der Eingangsfrequenz; hierzu dient eine IS 74196, da deren Eingangsstufe Frequenzen bis maximal 50 MHz verarbeitet. Die Eigenschaft, diesen Zähler auch voreinstellen zu können, wird hier nicht ausgenutzt.

Die im Ausgang liegende Bufferstufe dient nur zum Schutz von IS 2; bei Zerstörung der Ausgangsstufe braucht man nur die billige IS 3 zu ersetzen, während der Ersatz von IS 2 nicht nur wesentlich teurer wäre, sondern unter Umständen auch noch auf Lieferschwierigkeiten stoßen könnte.

An diversen Stellen der Schaltung sind Blockkondensatoren oder Längsdrosseln (L 1, L 4) eingesetzt worden, um für eine Entkopplung der Versorgungsspannung zu sorgen; diese „Hf-Klatschen" sind jedem Amateur bestens bekannt und bedürfen keiner weiteren Erwähnung. Entscheidend für die Kondensatoren ist jedoch deren Bauform (keramische Scheiben), damit sie bei den auftretenden hohen Frequenzen auch wirklich noch als Kondensator arbeiten können und für Hochfrequenz einen Kurzschluß bilden.

Schaltungsnachbau

Wer mit Nachbauschaltungen auf dem Hf-Gebiet noch keine Erfahrungen hat, sollte unbedingt auf folgende Ratschläge beim Löten achten: Mit heißem Kolben (ca. 25 W) und *zunderfester, sauberer Dauerlötspitze* sind Lötauge und zu verlötender Draht durch intensiven Andruck kurz zu erwärmen, ehe das Lötzinn zugeführt wird; das Zinn muß im durchkontaktierten Auge satt zerfließen und auf Platinenober- und -unterseite leicht als Kegel überstehen. Nur hochglänzende Oberflächen von Lötstellen kennzeichnen eine einwandfreie Verbindung, die die unerläßliche Voraussetzung für das spätere Funktionieren der Schaltung ist. Es gibt bei diesem Gerät auch nicht die leisesten Schwierigkeiten mit der Verdrahtung und dem Aufbau; um so sorgfältiger sollte man sich deshalb dem Arbeitsgang des Lötens widmen!

Bild 6 zeigt den Bestückungsplan der Platine, bei der die Bauteile auf der Seite liegen, die auch die Platinennummer 610 trägt. Die Platine ist so gestaltet, daß man sie ohne weiteres an der gestrichelten Linie auftrennen kann; man erhält dann auf dem knapp 9 cm x 4 cm großen Teilstück den kompletten Hf-Verstärker mit schnellem ECL-Teiler, und mit dieser Baugruppe lassen sich beispielsweise vorhandene Zähler problemlos nachrüsten. Für diese Anwendungen oder bei Einsatz in einem festen Frequenzband kann anstelle des externen Potentiometers auch eines auf der Platine eingelötet werden; die entsprechenden Bohrungen für Rastermaße von 5 x 5 bzw. 5 x 10 sind dazu vorgesehen.

Bis auf T 2, das externe Potentiometer und den Widerstand mit Kondensator von der Eingangsbuchse *liegen alle Bauteile des Hf-Teils satt auf der Leiterplatte auf*. Im Lf-Teil der Schaltung (rechts der gestrichelten Linie) ist diese Maßnahme nicht erforderlich, was natürlich nicht als Freibrief für „wilden Verhau" zu verstehen ist.

Insbesondere bei IS 1 ist ein einwandfreier Kontakt der Anschlüsse mit den Lötaugen erforderlich; deshalb ist hier das direkte Einlöten in die Platine empfehlenswert, wenn nicht sehr

Bausatzangebot

Für alle Geräte der FUNKSCHAU-Mini-Serie sind inzwischen im einschlägigen Fachhandel Komplettbausätze erhältlich. Wegen der teilweise recht lebhaften Nachfrage lassen sich hin und wieder leider auch gewisse Lieferverzögerungen nicht vermeiden. Dafür erhält der Kunde aber auch nur ausgesuchte Qualitätsbauteile erster Wahl, die auch dann nicht durch schnell verfügbare, mindere Qualität ersetzt werden, wenn es zu Verzögerungen seitens der Zulieferfirmen kommt. Darüber hinaus hat sich die Firma Balü Elektronik in Hamburg aufgrund verschiedener Anfragen bereit erklärt, sämtliche Bauteile zu den Mini-Bausätzen auch einzeln abzugeben; das heißt also auch, daß alle Platinen separat lieferbar sind. Natürlich muß hierbei der Einzelstückpreis berechnet werden, und in der Summe bleibt der Erwerb des vollständigen Bausatzes in jedem Fall günstiger.

hochwertige Fassungen verwendet werden. Diese arbeiten im Musteraufbau des Verfassers einwandfrei, kosten allerdings in Einzelstücken 4 DM pro Stück. Bei der Beschaffung ist der Autor gern behilflich.

Als Schalter kann wahlweise auch die C & K-Ausführung 7203 mit abgewinkelten Lötanschlüssen verwendet werden, wenn man das direkte Einlöten in die Platine wünscht. Ansonsten dürfte es keinerlei Schwierigkeiten beim Nachbau geben, zumal im Fachhandel ein kompletter Bausatz angeboten wird.

In Verbindung mit dem gleichzeitig angebotenen Gehäuse-Bausatz erfolgt an keiner Stelle der Schaltung eine Verbindung zwischen Bezugspotential und Gehäuse; im Betrieb ist eine solche Erdung jedoch empfehlenswert, und dabei soll der Anschluß an den Masse-Sternpunkt des gesamten Aufbaus erfolgen.

Literatur

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] *Gößler, R.*: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] *Gößler, R.*: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] *Gößler, R.*: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] *Gößler, R.*: Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] MECL. General Information. Durckschrift der Firma Motorola Semiconductor Products Division. Motorola 1973.

[7] MECL System Design Handbook. Motorola Inc. 1971.

[8] An MSI 500 MHz Frequency Counter using MECL and MTTL. Application Note AN-581 der Firma Motorola.

[9] Two-Modulus Prescaler MC 12013/MC 12513. Datenblatt der Firma Motorola, 1975.

[10] HF-Universaltransistor für UHF-Anwendungen: 2N5179. Datenblatt Nr. 288 der Firma RCA.

[11] *Knöttner, R.*: FZ 1000 – 1-GHz-Frequenzzähler mit automatischer Bereichsumschaltung. Technische Informationen der Firma Grundig, Ausgabe 1/2 1976.

[12] *Sorden, J.*: The HP 5345A: a counter for the 1980s. Electronics 1974, 7. Februar, S. 114...118.

[13] Bestimmungen für den Funkdienst. Funktechnisches Arbeitsblatt Ma 0,1, Ausgabe 8/1961. FRANZIS-Verlag, München.

Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr

Mit einem minimalen Aufwand an zusätzlichen Bauelementen läßt sich der FUNKSCHAU-Mini-Zähler [1] dahingehend erweitern, daß er auch zum Zählen von Ereignissen verwendet werden kann und daß in der Anzeige ein Dezimalpunkt bzw. eine Null in der 1-Hz-Stelle erscheint.

Dezimalpunkteinblendung

Bei großen Meßwerten wird in Stellung „Periodendauermessung" die Ablesung beträchtlich erleichtert, wenn beispielsweise rechts vom 1-ms-Digit ein Punkt erscheint. Dieser Punkt markiert dann die Wertigkeit für 1 ms, so daß eine Anzeige von 101.276 als 101,276 ms zu interpretieren ist, und ein Meßwert von 0.520 für 0,52 ms bzw. 520 µs steht.

Eine Schaltungserweiterung hierfür muß so aussehen, daß die gemeinsame Anode für den Dezimalpunkt der Anzeige (Anschlußpunkt 4) immer dann aktiviert wird, wenn im Verlauf des Multiplexens das 1-ms-Digit eingeschaltet ist. Das Einschalten eines Digits erfolgt dadurch, daß dessen gemeinsame Katode von einem Treibertransistor im Zähler-Baustein gegen Masse geschaltet wird. Schaltet man nun über einen zusätzlichen pnp-Transistor gemeinsam mit der Katode 5 (= 1-ms-Stelle) den Dezimalpunkt ein, erscheint in dieser Stelle der Anzeige der Punkt und erleichtert damit die Ablesbarkeit des Meßwertes (*Bild 1*). Außer dem Transistor sind dazu lediglich drei weitere Widerstände erforderlich, deren angegebenen Werte nur als Anhalt dienen. Die Punkteinblendung erscheint nur bei der Periodendauermessung, weil nur dann an der Brücke 7 zwischen den beiden Zählerplatinen Pluspotential anliegt und damit der Dezimalpunkt angesteuert werden kann.

Nulleinblendung

Bei der Frequenzmessung stört die unhandliche Auflösung der letzten Stelle, weil sie nur 10 Hz beträgt, und der Meßwert im Geiste immer erst mit 10 zu multiplizieren ist. Durch einen einfachen Schaltungskniff gelingt die Einblendung einer „blinden" Null an der bisher nicht beschalteten 1-Hz-Stelle der Anzeige. Wenn vom Anschlußpunkt 17 der Anzeige an die Brücke 7 zwischen den Platinen eine Diode eingelötet wird, ist diese Stelle immer dann aktiviert, wenn die Katode der Diode auf Massepotential liegt; aus dem Schaltbild für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler geht hervor, daß in Stellung „Frequenzmessung" an der Brücke 7 immer Nullpotential anliegt.

In dieser 1-Hz-Stelle leuchten dann immer die Segmente auf, die irgendwann im Verlauf eines Multiplex-Zyklus angesteuert werden; im allgemeinen Fall wird also in der Einerstelle eine „8" erscheinen. Wenn man den mittleren Querstrich ausbrennt, erhält man statt der „8" die gewünschte Null in der Anzeige.

Der Ausbrennvorgang erfordert ein wenig Sorgfalt, um wirklich nur gezielt dieses eine Segment zu zerstören und sonst keinen weiteren Schaden anzurichten. Wer sich allerdings an den angegebenen Weg hält, braucht sich diesbezüglich keine Sorgen zu machen:

Man schließt direkt am Punkt 17 der Anzeige den Minuspol einer Spannungsquelle an und legt deren Pluspol an den Punkt 12; aus dem Zähler selbst ist während dieses Vorgangs jede Stromversorgung zu entfernen. Die extern angeschlossene Spannungsquelle kann beispielsweise ein einstellbares Netzgerät sein, das eine Ausgangsspannung von 3...5 V liefert; dabei wird ein Strom von ca. 750...1000 mA benötigt, so daß die Verwendung einer Batterie hierfür nicht in Frage kommt. Das angesteuerte Segment wird bei dieser Behandlung erst energisch hell strahlen, dann leuchtend gelb glühen und im selben Augenblick auch schon verdampfen – und dann ist der rechte Zeitpunkt gekommen, die externe Spannungsquelle schnellstens abzuklemmen, um weiteres Unheil zu verhindern.

In diesem Zusammenhang ist es übrigens interessant festzustellen, daß ein so zartes LED-Segment erst mit brutaler Gewalt (fast 1 A Durchlaßstrom!!) zu

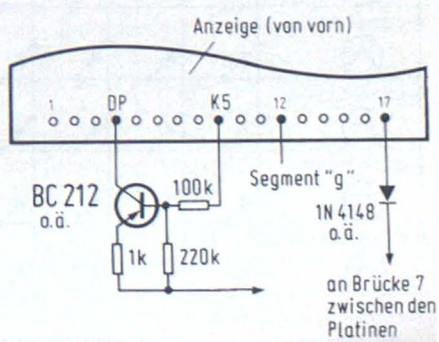
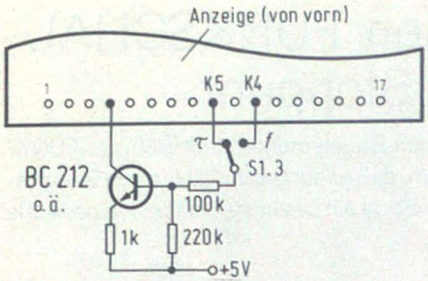


Bild 1. Ergänzung zur Dezimalpunkt- und Nulleinblendung



zerstören ist, obwohl seine Grenzbelastbarkeit im Datenblatt mit 3 mA (!) Dauerstrom bzw. 50 mA Spitzenstrom im gepulsten Betrieb angegeben ist. Anders dagegen verhält es sich bei versehentlichen Überlastungen, weil dann mit Sicherheit bereits nach Sekundenbruchteilen irreparable Schäden angerichtet sind...

Zusammenfassend ist festzustellen, daß mit der in Bild 1 gezeichneten zusätzlichen Beschaltung ein Dezimalpunkt bei Periodendauermessung und eine Null bei Frequenzmessung in der Anzeige erscheinen. Der Vollständigkeit halber sei noch darauf hingewisen, daß die Nulleinblendung weder die Auflösung noch die Genauigkeit der Schaltung erhöht, sondern nur zur leichteren Ablesbarkeit der Anzeige dient.

Wer anstelle der Nulleinblendung (oder auch gleichzeitig dazu) bei der Frequenzmessung auch einen Dezimalpunkt einblenden möchte, kann eine Schaltungsergänzung nach *Bild 2* vornehmen. Hierbei wird der Punkt in Abhängigkeit von der Betriebsart umgeschaltet und erscheint bei Periodendauermessung neben der 1-ms-Stelle und bei Frequenzmessung neben der 1-kHz-Stelle. Dazu ist eine dritte Ebene am Hauptschalter S 1 erforderlich; als Ersatz für den im Bausatz gelieferten C & K-Schalter 7203 kommt hierfür der Typ 7303 in Frage.

◀ Bild 2. Ergänzung zur Einblendung eines umschaltbaren Dezimalpunktes

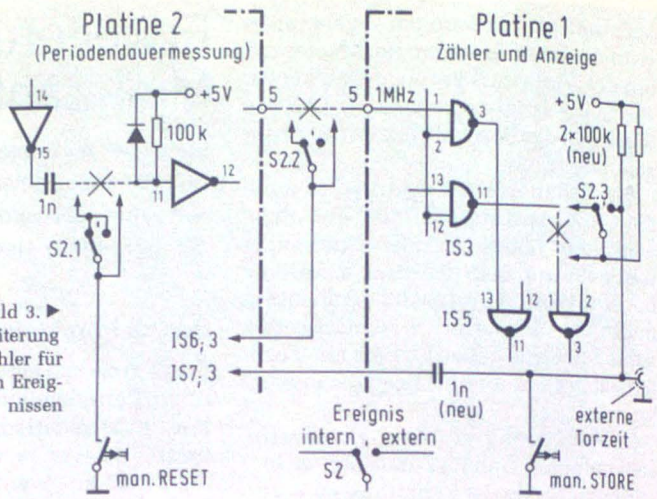


Bild 3. ▶ Schaltungserweiterung für den Mini-Zähler für die Zählung von Ereignissen

Vielfach ist der Wunsch aufgetreten, den Mini-Zähler auch als Ereigniszähler einzusetzen. Das ist problemlos möglich, wenn bei der Periodendauermessung eine beliebig lange Torzeit erzeugt wird, während der Eingangsimpulse gezählt werden. Da hierbei Speicher-Übernahme- und Rücksetz-Impuls (STORE bzw. RESET) manuell erzeugt werden, arbeitet das Gerät als akkumulierender Zähler für Ereignisse, ähnlich wie es die Stoppuhr im Add-Betrieb mit Zeitintervallen tut.

Dazu ist eine Modifikation gemäß *Bild 3* durchzuführen: An den drei mit „X" bezeichneten Stellen sind die Leiterbahnen (bzw. die Drahtbrücke 5 zwischen den Platinen) aufzutrennen, und ein zweipoliger Umschalter mit Mittelstellung ist in die entsprechenden Strompfade zu legen. Außerdem müssen – wie gezeichnet – zwei Widerstände von ca. 100 kΩ gegen Plus gelötet werden, und ein 1-nF-Kondensator führt an Stift 3 von IS 7. Ferner kann über die zusätzlich eingebaute Buchse eine externe Torzeit eingespeist werden, falls man dies wünscht. Natürlich läßt sich diese Torzeit auch von der internen 100-ms-Zeitbasis der IS 7207 ableiten, beispielsweise durch Herunterteilen in Zehnerteilern zur Erzielung einer Torzeit von 1 s. Zwar wird mittlerweile als Ersatz für den Baustein 7207 eine IS angeboten, die eine 1-s-Torzeit erzeugt, doch wäre hierfür ein neuer Quarz erforderlich; deshalb erscheint diese Lösung weniger sinnvoll.

Die beiden Taster „RESET" und „STORE" löschen den internen Zählerstand bzw. übernehmen ihn in die Anzeige, was beim akkumulierenden Zählbetrieb erforderlich ist.

Die beschriebenen Funktionserweiterungen können über den Schalter S 2 nur dann gewählt werden, wenn der Hauptschalter S 1 in Stellung „Periodendauermessung" steht.

Um einem ebenfalls vielfach geäußerten Wunsch nachzukommen, ist eine Anzeigeplatine mit den größten zur Zeit erhältlichen LED-Siebensegmentanzeigen entwickelt worden (siehe Titelbild). Sie ist zum Anschluß an die FUNKSCHAU-Mini-Stoppuhr vorgesehen [2] und erhält die Multiplex-Ansteuerung direkt von dort. Allerdings ist hierfür eine zusätzliche 5-V-Stromversorgung notwendig, um den Strombedarf von etwa 750 mA zu decken. Die Gesamtschaltung für eine achtstellige Anzeige geht aus *Bild 4*

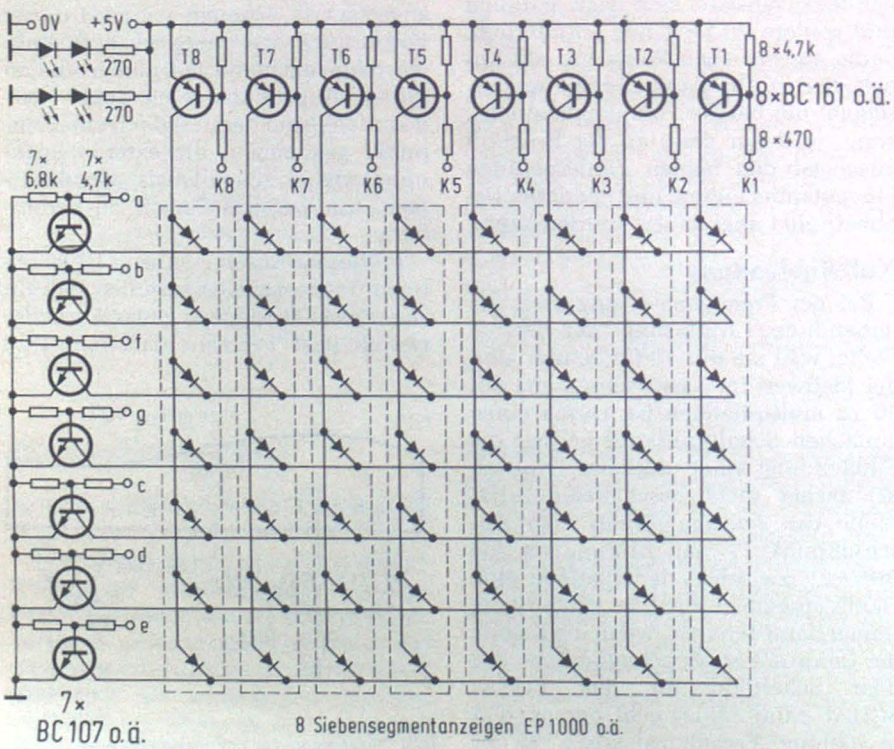


Bild 4. Gesamtschaltung einer achtstelligen LED-Anzeige

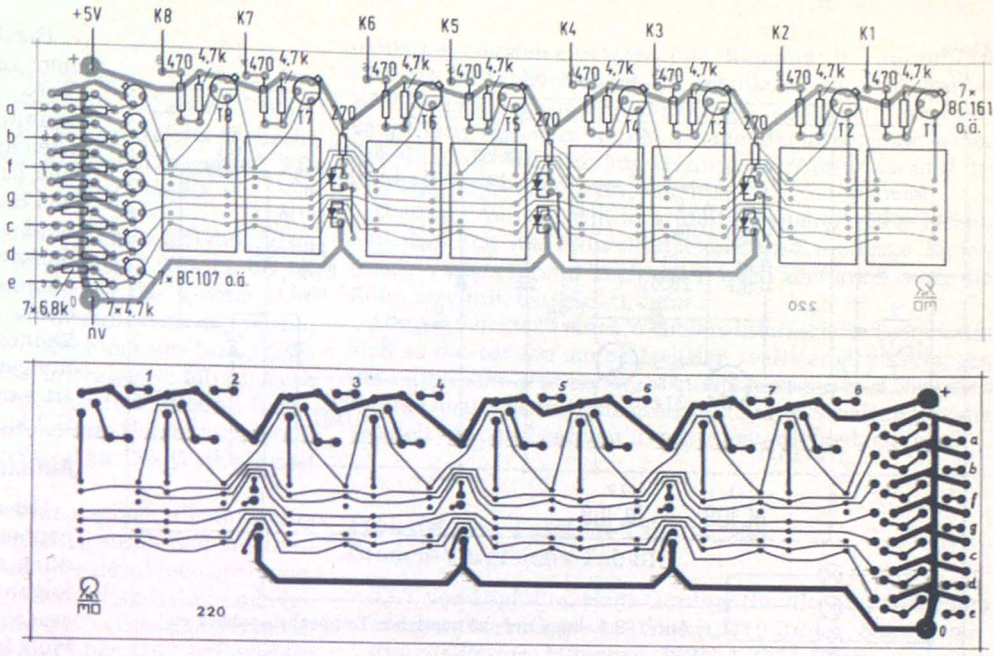


Bild 5. Bestückungsplan für das Jumbo-Display (Platine) Maßstab 1:2

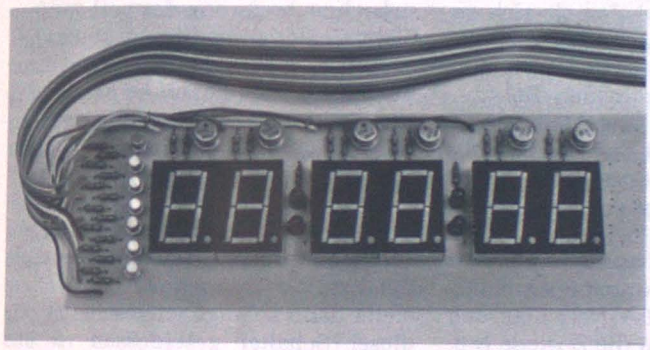


Bild 6. Aufbau der Großanzeige ohne Filterscheibe

hervor, und den Bestückungsplan der zugehörigen Platine Nr. 220 zeigt *Bild 5*.

Die Anschlußpunkte K 1...K 8 und a...g korrespondieren mit denen der Stoppuhr-Platine für den Anschluß der externen Anzeige. Zur Verbindung eignet sich vorteilhaft mehradriges Flachbandkabel, und es ist darauf zu achten, daß außer den Signalleitungen K 1...K 8 auch noch das Massepotential an die Stoppuhr geführt wird. Auf *Bild 6* ist der Aufbau des Jumbo-Displays ohne Filterscheibe erkennbar.

Wegen der vielfältigen Gestaltungsmöglichkeiten ist für diese Anzeige kein Bausatz vorgesehen; es ist aber selbstverständlich die Lieferbarkeit der angegebenen Teile sichergestellt (siehe Anzeigenteil in diesem Heft), so daß sich ein jeder entsprechend seinen individuellen Wünschen diese Anzeige auf- und ausbauen kann.

Dipl.-Ing. Reinhard Gößler

Literatur

Gößler R.: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

Gößler, R.: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

Helmut Schmidt

Elektronischer Treppenhausautomat

Der im folgenden beschriebene elektronische Treppenhausautomat hat gegenüber den bisher verwendeten mechanischen Ausführungen den Vorteil, daß er kontaktlos arbeitet und daher frei von mechanischem Verschleiß und störenden Schaltgeräuschen ist.

Die Einschaltzeit der Treppenhausbeleuchtung kann stufenlos von 1 min bis 5 min eingestellt werden. Beim Mustergerät darf die Leistungsaufnahme der angeschlossenen Glühlampen zusammen 220 W nicht überschreiten. Leuchtstofflampen sollten nicht angeschlossen werden, da bei diesen Lampen auftretende Strom- und Spannungsspitzen die Thyristoren zerstören können. Bei Bedarf kann der Treppenhausautomat auf einfache Weise auf Dauerlicht geschaltet werden, was für bestimmte Fälle, z.B. bei Reinigungs- oder Transportarbeiten von Vorteil ist.

Schaltungsbeschreibung

In *Bild 1* ist die Schaltung des Treppenhausautomaten dargestellt: Ein monostabiler Multivibrator, bestückt mit den Transistoren T 1 und T 2, steuert zwei antiparallel geschaltete Thyristoren Th 1 und Th 2. Zeitbestimmende Glieder sind der Widerstand R 1, das Poti P 1 und der Kondensator C 1.

Im Ruhezustand lädt sich C 1 relativ schnell über den Widerstand R 4 und die Basis-Emitter Strecke des Transistors T 1 auf. Der Transistor T 1 leitet, während T 2 sperrt. Da bei gesperrtem T 2 durch den Widerstand R 5 kein Strom fließt und somit auch keine Spannung an ihm abfällt, kann der Thyristor Th 1 nicht zünden.

Beim Drücken eines der an Punkt 2 angeschlossenen Tasters wird die Basis des Transistors T 1 über die Germaniumdiode D 1 kurzzeitig auf Emitterpotential gelegt, wodurch dieser Transistor sperrt und den monostabilen

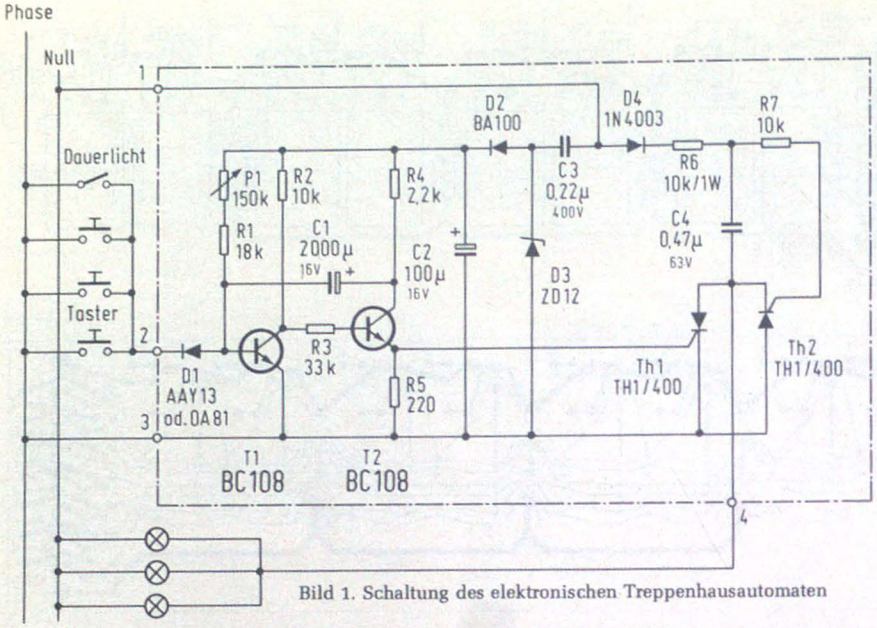


Bild 1. Schaltung des elektronischen Treppenhausautomaten

Multivibrator vom Ruhezustand in den Betriebszustand umkippen läßt. Jetzt entlädt sich der vorher aufgeladene Kondensator C 1 langsam über P 1 und R 1, sowie über R 5 und die Emitter-Kollektor-Strecke des jetzt leitenden Transistors T 2. Durch den Stromfluß durch T 2 entsteht ein Spannungsabfall am Widerstand R 5, der ausreicht, um den Thyristor Th 1 zu zünden.

Der gezündete Thyristor Th 1 leitet in dem Moment, wo die Phase die negative und der Null-Leiter die positive Halbwelle führt. Zum gleichen Zeitpunkt leitet auch die Diode D 4 und der Kondensator C 4 wird über den Vorwiderstand R 6 positiv aufgeladen. Da die Kapazität dieses Kondensators so bemessen ist, daß die Ladung über die Dauer einer Halbwelle hinaus erhalten bleibt, kann der Thyristor Th 2 mit Beginn der nachfolgenden um 180° gedrehten Halbwelle zünden und wird leitend. Auf diese Weise wird die Phase abwechselnd von Th 1 und Th 2 zum Verbraucher durchgeschaltet.

Dieser Vorgang wiederholt sich so lange, bis der zeitbestimmende Kondensator C 1 entladen ist und der monostabile Multivibrator in den Ruhezustand zurückkippt. Jetzt bleibt Th 1 wieder gesperrt und der Kondensator C 4 kann sich nicht aufladen. Somit kann auch Th 2 nicht mehr zünden.

Die Spannungsversorgung der Transistoren erfolgt durch Spannungsteilung aus dem 220-V-Netz über den Kondensator C 3 und die Z-Diode D 3.

Der Kondensator C 3 wirkt mit seinem kapazitiven Scheinwiderstand als Vorwiderstand für die 50-Hz-Wechselspannung. Die Z-Diode D 3 dient zur Gleichrichtung der Wechselspannung und begrenzt die verbleibenden positiven Halbwellen auf 12 V. Die Diode D 2 wird zur Entkopplung vom Siebkondensator C 2 benötigt. Wäre C 2 direkt parallel zur Z-Diode angeschlossen, dann würde er wegen seines relativ kleinen Scheinwiderstandes die Spannungsteilung aus dem 220-V-Netz derart verfälschen, daß die Spannung an D 3 zusammenbrechen würde.

Aufbau- und Einstellhinweise

Der Aufbau des elektronischen Treppenhausautomaten kann bei Verwendung möglichst kleiner Bauteile so erfolgen, daß die gesamte Schaltung in einer normalen Unterputzschalterdose Platz findet (*Bild 2*). Die Schaltung läßt sich ohne Änderung der vorhandenen Elektroinstallation direkt anstelle eines normalen Stromstoßrelais einsetzen. Beim Einbau ist darauf zu achten, daß alle Bauteile berührungssicher untergebracht sind, da an ihnen unmittelbar die Netzspannung anliegt.

Parallel zu den Tastern kann ein 1poliger Schalter installiert werden, mit dem man im Bedarfsfall auf Dauerlicht schaltet. Die Treppenhausbeleuchtung bleibt dann solange eingeschaltet, wie dieser Schalter geschlossen ist und kann nur von Hand durch Öffnen des Schalters wieder ausgeschaltet werden.

Die Einstellung der Schaltzeit ist durch das Poti P 1 im Bereich von 1...5 min möglich und kann mit Hilfe einer Stoppuhr erfolgen.

Die *Tabelle* nennt die im Mustergerät verwendeten Spezialteile.

Tabelle der im Mustergerät verwendeten Spezialteile und deren Äquivalenztypen

Teil	Benennung	Typ	Hersteller H/Vertriebsfirma V
Th 1/Th 2	Thyristor	Th 1/400	V: Queck, Nürnberg, Augustenstr. 6
Äquivalenztypen		RTD 0440	H: Transitron
		T 0,8 N4A00	H: ITT
		CS 0,6-04go2	H: BBC
		2 N 1599	H: Motorola

Bild 2. Musteraufbau des elektronischen Treppenhausautomaten, passend in Schalterdosen mit 55 mm Durchmesser (Größenvergleich mit einer Streichholzschachtel)

Berichtigung

Uhrzeit und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve von Reinhard Weiß.

Heft 22, 23, 24, 25, 26/1976.

Zu diesem Beitrag liegen uns umfangreiche Verbesserungen vor, die wir Interessenten gegen Voreinsendung von 0.50 DM in Briefmarken gerne zusenden.

In der Funkschau Nr. 7/1976 wurde der Selbstbau des interessanten Mini-Zählers beschrieben, der bei niedrigen Frequenzen nicht auf alle Wellenformen gleich gut anspricht. Zur Abhilfe wurde ein Schmitt-Trigger-Vorsatz entwickelt, der es erlaubt, Frequenz und Periodendauer auch von sinus-, dreieck- und sägezahnförmigen Spannungen zu messen.

Hansjörn Brüchmann

Schmitt-Trigger-Vorsatz zum Mini-Zähler

Da der Schmitt-Trigger gleichspannungsgekoppelt ist und Frequenzen bis etwa 6 MHz verarbeiten kann, ist es möglich, ihn dem Mini-Zähler ständig vorgeschaltet zu lassen. Oberhalb von etwa 2 MHz sind jedoch keine Rechteckimpulse mehr zu erwarten. Schaltung und Werte der Bauelemente können dem *Bild* entnommen werden und sollen im folgenden beschrieben werden.

Die zu messende Spannung gelangt von der Eingangsbuchse über eine Schutzschaltung an die Basis des Transistors T1, der die Aufgabe besitzt, das Eingangssignal zu verstärken und über die Diode D4 an den eigentlichen Schmitt-Trigger mit den Transistoren T2 und T3 weiterzureichen. Der Transistor T4 bringt das Signal auf den optimalen Ausgangspegel. Läßt man den Schmitt-Trigger-Vorsatz dem Mini-Zähler ständig vorgeschaltet, so ist die Eingangsschutzschaltung des Mini-Zählers überflüssig geworden, da der Schmitt-Trigger ihm stets passende Signale liefert.

Die Schaltung besitzt einige Besonderheiten, die jetzt näher erläutert werden sollen. Um einen Gleichspannungseingang mit ausreichender Empfindlichkeit und ohne allzu großen Aufwand realisieren zu können, wird das Bezugspotential des Eingangssignals (Außenleiter der Buchse) um etwa 700 mV gegenüber der Schaltungsmasse angehoben. Das geschieht mit der über R1 in Durchlaß betriebenen Diode D1 und wird unterstützt durch den Spannungsabfall an R2. Der Transistor T1 kann somit schon dann aktiv werden, wenn eine erheblich niedrigere Spannung am Eingang liegt als die zu seinem Betrieb notwendige Basis-Emitter-Spannung U_{BE} von etwa 700 mV.

Eventuell kann es nötig werden, den Wert für R2 zu ändern. Um den günstigsten Wert herauszufinden, ersetzt man R2 vorerst durch ein Trimmpotentiometer, stellt den optimalen Wert ein und kann es dann, falls gewünscht, wieder gegen einen Festwiderstand gleichen Wertes austauschen. R2 wird bei kurzgeschlossenem Eingang abgeglichen. Ausgehend von einem Wert, der groß genug ist, um am Ausgang (Kollektor von T4) hohes Potential hervorzurufen, wird R2 so lange verkleinert, bis der Ausgang auf niedriges Potential umspringt. Sollte sich das nicht erreichen lassen, ist R1 zu vergrößern. Mit dem so gefundenen Wert besitzt der Schmitt-Trigger seine größte Empfindlichkeit.

Beim Transistortyp BSX 38 liegt der optimale Wert für R2 um 50 Ω. Bei der Auswahl eines passenden Transistors für T1 ist darauf zu achten, daß er aus weiter unten erläuterten Gründen ein schneller Schalttransistor sein sollte mit möglichst hoher Stromverstärkung B, da die Empfindlichkeit der Schaltung proportional zu B wächst, oder anders ausgedrückt, die zum Auslösen des Schaltvorganges mindestens benötigte Eingangsspannung ist umgekehrt proportional zu B.

Mit R3, D2, R4 und D3 ist die Schaltung bei Frequenzen unter 20 kHz gegen positive und negative Eingangsspannungen bis 300 V geschützt. Die Diode D2 begrenzt positive Spannungen am Verbindungspunkt der Widerstände R3 und R4 auf etwa 1,4 V, so daß der Basisstrom von T1 auch bei hohen Frequenzen stets unter

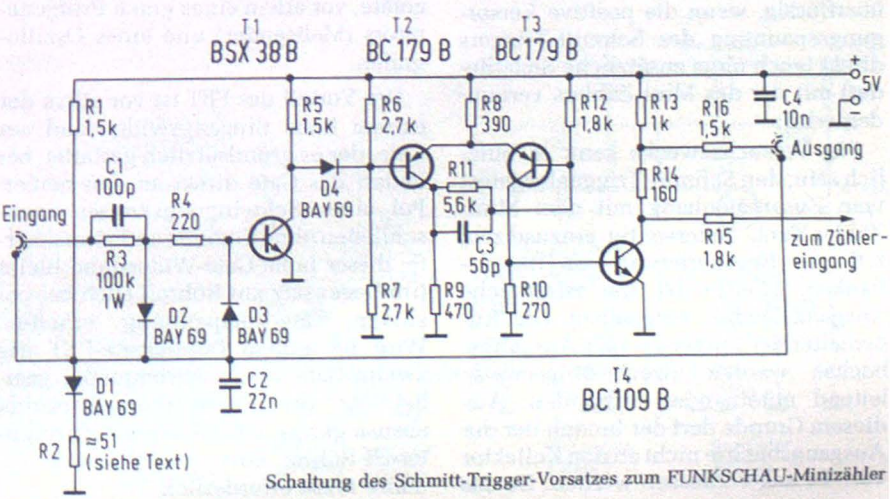
$$\frac{1{,}4 - U_{BE}}{220} = 3{,}2\ \text{mA}$$

liegt. Negative Spannungen werden mit der Diode D3 von T1 ferngehalten. Um eine verringerte Empfindlichkeit bei höheren Frequenzen (wegen Dioden- und Schaltkapazitäten) zu vermeiden, wurde der Widerstand R3 mit dem Kondensator C1 überbrückt.

Wenn man Transistoren als Schalter verwendet, steuert man sie im eingeschalteten Zustand gern bis zur Sättigung aus, um sowohl ein möglichst niedriges Kollektorpotential zu erreichen als auch von Exemplarstreuungen (unterschiedliche Stromverstärkung) unabhängig zu sein. Zu diesem Zweck wird der Basisstrom größer gemacht als mit der im Normalbetrieb zu erwartenden Stromverstärkung nötig wäre, um den gewünschten Kollektorstrom zu erreichen. Wegen des Spannungsabfalls am Kollektorarbeitswiderstand sinkt dabei die Kollektorspannung so weit ab, daß die normalerweise in Sperrichtung betriebene Kollektor-Basis-Diode in den Durchlaßbereich gerät.

Was bei langsamen Schaltern gut ist, kann jedoch bei schnellen Schaltern, wie im vorliegenden Fall, Probleme mit sich bringen. Ein gesättigter Transistor speichert nämlich in seiner Basiszone eine relativ große elektrische Ladung, die bewirkt, daß der Kollektorstrom auch nach dem Abschalten des Basisstromes noch eine – wenn auch kurze – Zeit weiterfließt und zwar so lange, bis die Basiszone von Speicherladungen leergeräumt ist. Hieraus resultiert eine echte Abschaltverzögerung, nicht nur eine Verschlechterung der Flankensteilheit. Ohne besondere Maßnahmen ist es daher nicht möglich, einen Transistor als gesättigten Schalter für Zeiten unter einer Mikrosekunde zu benutzen.

Eine der Abhilfsmaßnahmen besteht darin, schnelle Schalttransistoren zu verwenden, wie es beim Transistor T1 geschehen ist. Diese werden vom Hersteller – zum Beispiel mit Golddotie-



Schaltung des Schmitt-Trigger-Vorsatzes zum FUNKSCHAU-Minizähler

rung – so behandelt, daß die Speicherladung in der Basiszone durch Rekombination schnell von selbst verschwinden kann.

Eleganter ist es natürlich, die Sättigung zu vermeiden, wie es bei den Transistoren T2 und T3 möglich war. Es wurde aber schon angedeutet, daß das nicht immer möglich oder sinnvoll ist wie zum Beispiel bei T1 und T4. Wegen der Gegenkopplung über den Widerstand R8 lassen sich jedoch die Widerstände R6 bis R12 so dimensionieren, daß sowohl in allen Schaltzuständen eine Sättigung der Transistoren T2 und T3 vermieden wird, die Schaltung aber dennoch unempfindlich gegen Exemplarstreuungen der Transistordaten ist. Die Diode D4 sorgt dafür, daß die sorgfältige Dimensionierung des Spannungsteilers R6, R7 nicht vom durchgeschalteten Transistor T1 verfälscht wird.

Eine weitere Möglichkeit zur Vermeidung von Sättigungsproblemen wurde beim Transistor T4 angewandt. Der niedrige Wert des Widerstandes R10 ermöglicht es der Basisspeicherladung, nach Abschalten des Basisstromes so schnell abzufließen, daß hier ein normaler Transistor eingesetzt werden kann. Der Vollständigkeit halber sei darauf hingewiesen, daß diese Schaltungsmaßnahme beim Transistor T1 eine Verringerung der Empfindlichkeit der Schaltung bewirken würde.

Wenn Schmitt-Trigger-Masse und Mini-Zähler-Masse miteinander verbunden werden, kann der Eingang des Mini-Zählers direkt an den Kollektor des Transistors T4 angeschlossen werden. Da die CMOS-Schaltkreise des Mini-Zählers zerstört werden können, wenn sie mit einem niederohmigen Generator angesteuert werden und ihre Batteriespannung abgeschaltet wird, bevor der Generator abgeschaltet wurde, wurde vorsichtshalber der Ausgangswiderstand des Schmitt-Triggers mit R15 künstlich erhöht. R15 ist dann überflüssig, wenn die positive Versorgungsspannung des Schmitt-Triggers direkt (auch ohne zusätzliche Siebglieder) mit der des Mini-Zählers verbunden wird.

Für Versuchszwecke kann es nützlich sein, den Schmitt-Trigger losgelöst vom Zusammenhang mit dem Mini-Zähler auch anderweitig einzusetzen, z.B. zur Regenerierung von Impulsflanken. Hierfür ist die zusätzliche Ausgangsbuchse vorgesehen. Die Außenleiter der Eingangs- und Ausgangsbuchse werden zweckmäßigerweise leitend miteinander verbunden. Aus diesem Grunde darf der Innenleiter der Ausgangsbuchse nicht an den Kollektor von T4 angeschlossen werden. Da das Außenleiterpotential der Buchsen gegenüber der Schaltungsmasse um etwa 700 mV angehoben werden mußte, würden in den Impulspausen negative Spannungen von etwa diesen 700 mV am Ausgang auftreten. Durch die Unterteilung des Kollektorwiderstandes des Transistors T4 in R13 und R14 können negative Spannungen an der Ausgangsbuchse verhindert werden. Mit dem Widerstand R16 wird eine Beeinflussung des Schmitt-Triggers durch einen eventuellen Kurzschluß am Ausgang vermieden.

Wegen der niederohmigen Auslegung der Schaltung und der damit verbundenen geringen Empfindlichkeit gegenüber Schaltkapazitäten sind ihr Aufbau und ihr Nachbau unkritisch, so lange man sich an die angegebenen Typen und Werte hält. Die Tabelle nennt noch die wichtigsten Daten.

Tabelle der technischen Daten

Batteriespannung	5 V (4,5...6 V)
Stromverbrauch	ca. 12 mA
Eingangswiderstand	100 kΩ || 100 pF
Minimale Eingangsspannung	ca. 200 mV
Maximale Eingangsspannung	± 300 V
Untere Grenzfrequenz	0 Hz
Obere Grenzfrequenz	6 MHz
Ausgangsspannung	≈ 0 V bzw. U_{Bat}
Flankensteilheit der Ausgangsimpulse	ca. 50 ns

Dr. Winfried Wisotzky

Modernisierung von Ge-Transistor-Empfängern

Mancher Bastler hat in seiner „Sammlung" einen älteren LMK-Rundfunkempfänger, den fortzuwerfen er sich nicht entschließen kann; Dreigangdrehko, gute Mechanik, ein Wellenschalter, der alle nicht gebrauchten Spulen jeweils kurzschließt, einwandfreie Spulensätze – das sind alles Dinge, die eines Rundfunkbastlers Herz höher schlagen lassen. Aber ... dann hat das schöne Gerät Germanium-Transistoren; starkes Rauschen, mäßige Empfangsleistung, Oberwellenempfang, hoher Stromverbrauch der Hf- und Zf-Stufen, das sind oft nachteilige Eigenschaften solch unmoderner Geräte. Im Schaltbild fallen die Neutralisationskondensatoren in jeder Hf- und Zf-Stufe auf sowie die Ankoppelwicklungen geringer Windungszahl für die niederohmige Basis der Hf- und Zf-Transistoren.

Nachdem heute Doppelgate-FETs zu erschwinglichem Preis zu haben sind, ist es dem versierten Bastler möglich, ein derartiges Gerät selbst zu modernisieren. Voraussetzung ist das Vorhandensein ausreichender Meß- und Prüfgeräte, vor allem eines guten Prüfgenerators (Meßsender) und eines Oszillografen.

Der Vorteil des FET ist vor allem der extrem hohe Eingangswiderstand am Gate, der es grundsätzlich gestattet, bei Bedarf das Gate direkt an den heißen Pol eines Schwingungskreises anzuschließen ohne Einbuße an Trennschärfe; dieser hohe Gate-Widerstand bleibt (im Gegensatz zur Röhre!) auch bei positiver Gate-Vorspannung erhalten. Wird bei einem Doppelgate-FET das zweite Gate wechselstrommäßig geerdet, ist die Rückwirkungskapazität ebenso gering wie bei einer Schirmgitter-Hf-Röhre; eine Neutralisation ist daher nicht erforderlich.

Und bei Ansteuerung beider Gates mit verschiedenen Signalen findet eine weitgehend verzerrungsarme multiplikative Mischung statt, die einerseits zur Schwundregelung, anderseits in der Mischstufe des Superhets gute Dienste leistet.

Überhaupt ist es interessant, daß viele Eigenschaften des FET vom „Verarmungstyp" (depletion type) ihn der Röhre sehr ähnlich erscheinen lassen. Es ist ferner bekannt, daß ganz allgemein gute Si-Transistoren weniger rauschen als Ge-Transistoren.

Nach diesen allgemeinen Betrachtungen sollen einige praktische Erfahrungen beim Umrüsten eines Empfängers mitgeteilt werden. *Bild 1* zeigt eine Auslegung der letzten, nicht geregelten Zf-Stufe mit Ge-Transistor (basisseitig ist nur das halbe Bandfilter angedeutet), *Bild 2* zeigt die gleiche Stufe mit FET. Die Ankoppelwicklung wird nicht mehr benötigt, stattdessen ist Gate 1 an die Anzapfung der Abstimmspule angeschlossen. Gate 2 erhält positive Vorspannung aus einem Spannungsteiler, wie es sich aus den Kennlinien als günstig ergibt. Der Source-Widerstand Rs bestimmt die Größe des Ruhestromes; der 40841 (RCA) erreicht seine größte Vorwärtssteilheit bei 5 mA Drainstrom (Rs = ca 220 Ω), bei Batteriegeräten wird man aber lieber mit Strom sparen: Rs = 680 Ω.

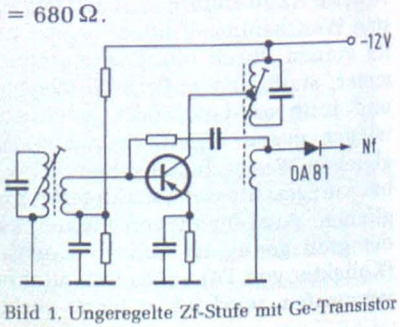


Bild 1. Ungeregelte Zf-Stufe mit Ge-Transistor

Weil für die Schwundregelung beim FET ein größerer Spannungshub erforderlich ist als beim gewöhnlichen Transistor, wurde eine besondere Gleichrichtung für die Schwundregelung direkt an D angekoppelt; die Verwendung einer Si-Diode sorgt für verzögerten Regeleinsatz (Kniespannung!). Die Vorspannung für die geregelten Gates ist mit einer Z-Diode auf ungefähr +3 V angehoben.

In *Bild 3* ist eine geregelte Zf-Stufe dargestellt, beide Bandfilter sind nur halb gezeichnet; auch hier kann, wenn genügend Strom zur Verfügung steht, der Source-Widerstand kleiner gewählt werden, die (ungeregelte) Verstärkung ist dann etwas höher. *Bild 4* zeigt den zweiten Vorkreis, wie er im Mustergerät geschaltet war (Wellenschalter, Trimmer usw. fortgelassen). Dadurch, daß der abgestimmte Kreis nur induktiv mit dem Basiskreis gekoppelt war, war die Selektion sehr mangelhaft. (Der Antennenkreis war ebenso ungünstig beschaltet!). Besonders auf LW schlugen starke Kurzwellensender so stark durch, daß der ganze LW-Bereich stark gestört war; natürlich war das nur möglich, weil gleichzeitig der Oszillator Oberwellen erzeugte und somit eine weitere Voraussetzung lieferte für KW-Empfang im LW-Bereich. Wahrscheinlich ermöglichte auch der Neutralisationskondensator ein Durchschlagen höherer Frequenzen auf die nachfolgende Stufe.

Mit FETs lassen sich in den Vorstufen die geschilderten Mängel weitgehend vermeiden; *Bild 5* zeigt das gesamte Hf-Teil nach der Änderung, d.h. geregelte Vorstufe, die Mischstufe und den Oszillator. Für die Vorstufe (FET 1) gilt das für die geregelte Zf-Stufe gesagte entsprechend. Von einer selbstschwingenden Mischstufe wurde abgesehen, zumal es sich zeigte, daß der Oszillatorspulensatz eines Ge-Transistorgerätes nur schwierig mit einem FET zum Schwingen zu bringen ist, weil die Vorwärtssteilheit eines gewöhnlichen Transistors größer ist; daher wurde lediglich der Ge-Transistor durch einen Si-npn-Transistor (Hf-Typ) ersetzt und die Basisvorspannung mit einer Z-Diode stabilisiert – und natürlich ist der Vorkreis nicht mehr an die Basis geführt, sondern an Gate 1 des FET 2, dessen Gate 2 über einen Kondensator mit dem Oszillator gekoppelt ist und etwa +3 V Vorspannung erhält.

Die Basisvorspannung des Oszillators zu stabilisieren hat den Vorteil, daß bei sinkender Batteriespannung der Kollektorstrom und somit die Schwingungsamplitude kaum abnimmt. Der Basisvorwiderstand (3,9 kΩ) dient der Linearisierung des Basisstroms und sorgt für sinusförmige Schwingungen; er ist evtl. bei anderer Transistortype zu ändern. Es wurde auch davon abgesehen, die Mischstufe zu regeln; in der ursprünglichen Schaltung waren auch nur zwei Stufen geregelt. Wenn ein Gerät mit selbstschwingender Mischstufe keine unzulässige Störstrahlung hatte, ist mit Doppelgate-FET-Mischung erst recht keine Störstrahlung zu erwarten.

Da nun im Hf- und Zf-Teil „Minus" gegen „Plus" vertauscht wurde, müssen zweckmäßigerweise auch aus dem Nf-Teil die Ge-pnp-Transistoren samt Treiberstufe verschwinden. Im Mustergerät ist der integrierte Verstärker LM380N von National Semiconductor verwendet, der einen geringen Ruhestrom hat und wenig äußere Bauelemente benötigt (*Bild 6*); er hat im 14poligen DIP-Gehäuse die Möglichkeit zum Anlöten eines Kühlbleches an den sechs Anschlüssen 3;4;5;10;11;12, die alle zu erden sind.

Für höherohmige Lautsprecher (16 Ω) gibt es eine Ausführung im 8-poligen DIP-Gehäuse (LM380N-8), die keine Kühlmöglichkeit besitzt (600 mW). Der 100-pF-Kondensator in Bild 6 dient einer Gegenkopplung der hohen Frequenzen, weil das Bauelement eine Bandbreite von 100 kHz hat! Aus dem gleichen Grund kann bei sehr enger Bauweise das Dämpfungsglied am Ausgang (gestrichelt) erforderlich sein. Der gestrichelt gezeichnete Elko ist nur erforderlich, wenn die Betriebsspannung schlecht gesiebt ist (5 µF). Die Verstärkung beträgt mit integrierter Gegenkopplung 50 (= 34 dB). Der erlaubte Betriebsspannungsbereich ist 8 V bis 22 V; der Eingangswiderstand beträgt 150 kΩ.

Mit den beschriebenen Schaltungsmaßnahmen hat das Mustergerät ohne Nf-Aussteuerung genau den halben Stromverbrauch wie zuvor mit Ge-Transistoren. Nach sauberem Abgleich ist die Empfangsleistung sehr gut, gerätebedingte Überlagerungen und Pfeifstellen sind nicht mehr vorhanden.

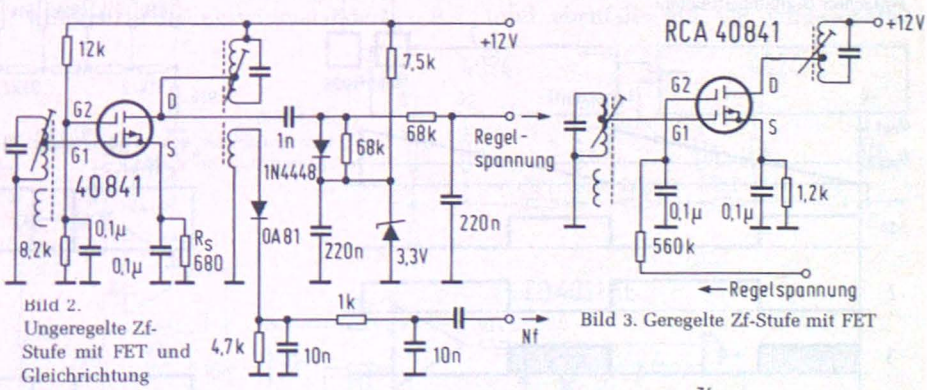
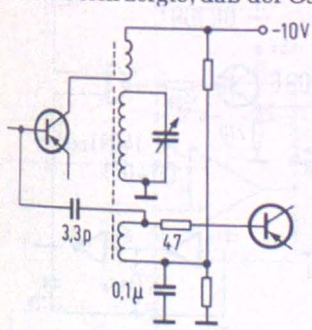


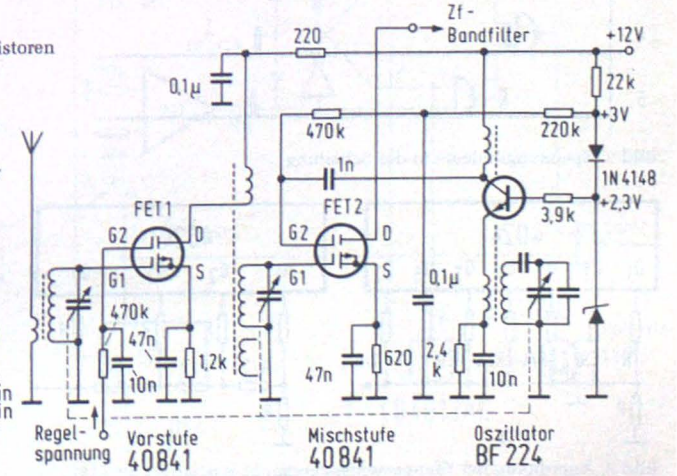
Bild 2. Ungeregelte Zf-Stufe mit FET und Gleichrichtung

Bild 3. Geregelte Zf-Stufe mit FET

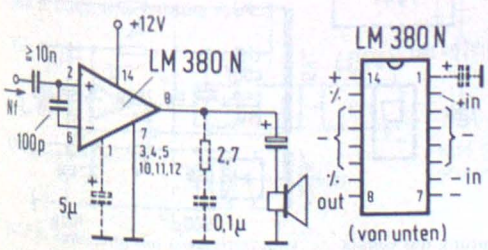


◄ Bild 4. Zwischenkreis mit Ge-Transistoren

Bild 5. ► Hf-Teil mit FET



▼ Bild 6. Nf-Verstärker mit integrierter Schaltung



Martin Stoll

Der vorliegende Beitrag ist als Anregung für eigene Arbeiten und weniger als Kochrezept zu verstehen. Aus diesem Grunde wurde hierzu vom Autor auch keine Platine entworfen, auch ist kein Bausatz erhältlich.

Einfaches Digital-Voltmeter

Die Genauigkeit des Gerätes sollte bei 1...2 % und ± 1 Digit liegen. Dieses kann man mit dem hier vorgestelltem DVM erreichen. Der Nachbau dürfte kaum Schwierigkeiten bereiten und ist einfacher als beim Dual-Slope-Verfahren. *Bild 1* zeigt die Blockschaltung des Gerätes.

Das Herz des DVM ist der Digital-Analog-Wandler. Er erzeugt aus der angelegten Frequenz f eine Treppenspannung (ähnlich dem Sägezahn). Die Ausgangsspannung hat soviele Stufen, wie der D/A-Konverter Bits hat: 2^n.

Bild 2 zeigt die Spannungsabläufe der Schaltung. Die vom D/A-Konverter kommende Treppenspannung liegt am invertierten Eingang des Operationsverstärkers (Komparator), die zu messende Spannung am nicht-invertierten Eingang (+). Solange die Treppenspannung die Meßspannung nicht erreicht hat, zeigt der Komparator High (H) am Ausgang. Dies hat zur Folge, daß das Gatter (CD 4011) geöffnet ist und die Impulse, die von dem Multivibrator kommen, durchläßt. Diese werden im Zähler (7490) gezählt.

Sind beide Eingangsspannungen am Komparator gleich, kippt der OP und schließt das Gatter. Gleichzeitig gibt das 1. Monoflop einen Impuls ab, der den Speicher zwingt, das Zählerergebnis zu übernehmen. Ist die Übernahme beendet gibt Monoflop 2 einen Impuls ab, der die Zähler löscht. (Reset: H). Nach dem Durchlauf von 2^n (hier 2^7 = 128) Schritten beginnt der Vorgang wieder von neuem.

Als D/A-Konverter wurde die CMOS-IS 14024 bzw. CD 4024AE – ein 7stufiger Binärteiler gewählt. Dieser hat den Vorteil, daß er die Treppenwiderstände direkt treibt. Im Gegensatz zur bipolaren Logik (TTL) hat das MOS-Gatter den Vorteil, daß die Ausgangsspannung von V_{ss} zu V_{dd} (0...U+) schaltet. Der Übergangswiderstand von 300 Ω fällt nicht ins Gewicht, nimmt man für die Lastwiderstände Werte um 100 kΩ. Die Anordnung der Treppenwiderstände kann folgende Formation haben (*Bild 3*). In Bild 3 ist das typische Leiternetzwerk von einem D/A-Wandler mit R/2^n-Widerständen dargestellt. Diese R-Anordnung hat den großen Nachteil (besonders für den Nachbauer), daß er mit n unterschiedlichen Widerständen arbeiten muß. Außerdem werden bei höheren bit-Zahlen die Widerstände so klein, daß die Treiberleistung nicht mehr ausreicht und eine Treiberstufe (oder mehrere) zusätzlich benötigt wird (z. B.: CD 4041).

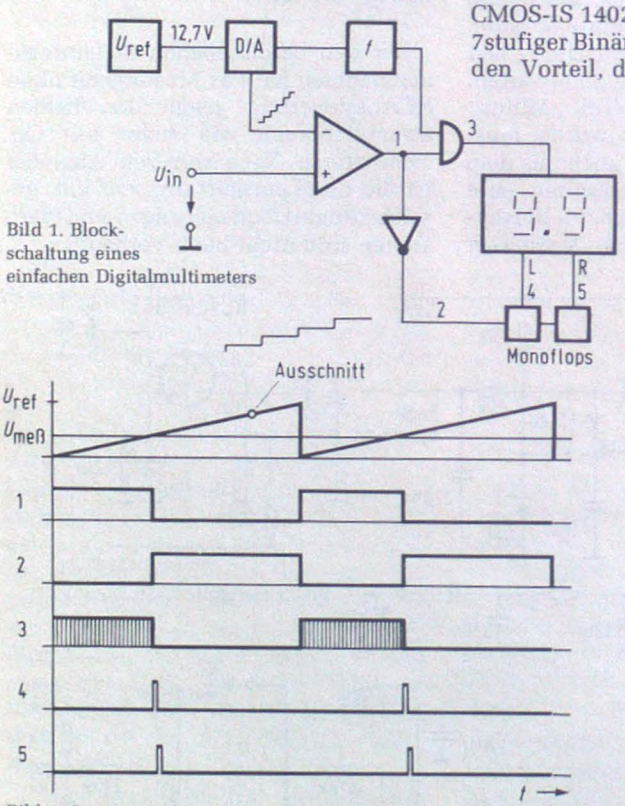


Bild 1. Blockschaltung eines einfachen Digitalmultimeters

Bild 2. Spannungsabläufe in der Schaltung

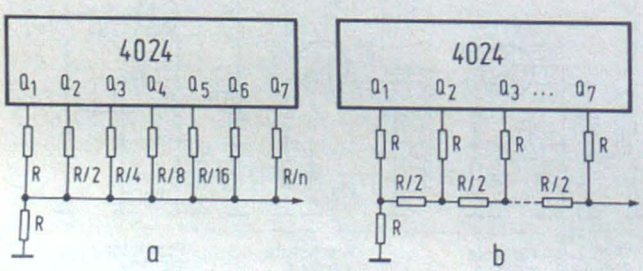


Bild 3. Anordnung der Treppenwiderstände

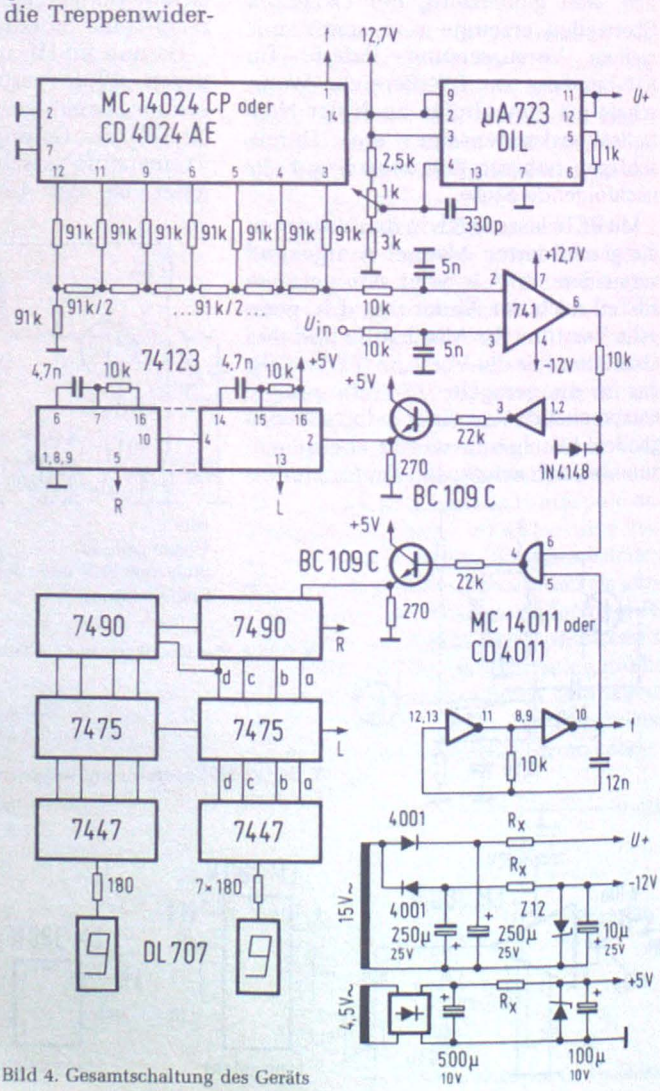


Bild 4. Gesamtschaltung des Geräts

Diese Nachteile vermeidet die Schaltung in Bild 3b, dort benutzt man nur zwei Widerstandswerte nämlich R und R/2. Ferner läßt sich R so bemessen, daß die Treiberleistung ausreicht (CD 4024 AE), um die ohmsche Last zu verkraften.

Im Mustergerät wurden Metallschichtwiderstände von R=91 kΩ/1 % verwendet. Der genaue Wert ist unbedeutend, er sollte zwischen 90 kΩ und 120 kΩ liegen. Wichtig ist jedoch, daß alle Widerstände gleich groß sind. R/2 wurde durch Parallelschalten zweier Werte erreicht. Es können auch 5 %-Kohlewiderstände verwendet werden, man sollte sie jedoch vorher ausmessen und prüfen, daß R=R=...R! Somit kommt man mit nur einem Widerstandswert aus. Für den 7-Stufen-Wandler sind also 8+6x2=20 Widerstände nötig.

Die gesamte Schaltung zeigt *Bild 4*. Der Takt wird mit einem gewöhnlichen CMOS-Multivibrator aus zwei Gattern (CD 4011AE) erzeugt. Die Frequenz braucht nicht stabil zu sein, sie geht nicht ins Meßergebnis ein, da ja die Stufen des D/A-Konverters und der Zähler vom gleichen Takt gesteuert werden. Es wurde hier die Frequenz von ≈ 6500 Hz gewählt (mit C≈ 12 nF und R≈ 10 kΩ). Entscheidend für die Meßgenauigkeit ist die Versorgungsspannung des CD 4024, sie sollte (2^n-1)xStufenhöhe (V)) ((128–1)x0,1)V sein, was hier 12,7 V ergibt. Daher wurde der Spannungsstabilisator µA 723 verwendet, um eine genaue Referenzspannung zu erhalten.

Die Pegelumwandlung von CMOS zu TTL mag ein wenig verwundern, aber sie stellt die wohl billigste Methode dar. Anstelle des BC 109C kann auch die CMOS-IS CD 4007 (an + 5 V) verwendet werden, sie treibt eine TTL-Last. Die Zwischenspeicher und Reset-Impulse werden von dem doppelten Monoflop 74123 abgegeben. Die Ansteuerung erfolgt jeweils auf der positiven Taktflanke (Schmittrigger). Der Zähler (7490) und der Zwischenspeicher (7475) sind wie üblich aufgebaut. Die Anzeige erfolgt über LED-Displays, die von einem 7447 gesteuert werden. Zur Strombegrenzung sind Widerstände von ca. 180 Ω in die Steuerleitung geschaltet. Sollten Jumbo-LEDs, z. B.: 747 o. ä., verwendet werden, verringert sich der Widerstand auf ca. 68 Ω.

Das Netzteil ist völlig unkritisch, lediglich die Widerstände R richten sich nach dem benutzten Transformator und sollten so bemessen sein, daß die IS 723 und die Z-Dioden nicht überbelastet werden.

Als Voltmeter ist das Gerät für 10 V ausgelegt (mit Spannungsteiler auch für 100 V). Daher hat der Gleichspannungsverstärker-OP die Verstärkung 1. Für Wechselspannung wird ein Gleichrichter-Verstärker vorgeschaltet. Er wird so abgeglichen, daß der Bereich ebenfalls 10 V beträgt (*Bild 5*). Die Eingangswiderstände können beliebig, je nach OP-gewählt werden. Im Mustergerät wurden „nur" 2 MΩ gewählt. Für größere Eingangswiderstände (z. B. 10 MΩ) ist der MOS-OP CA3140 zu verwenden, der hier einen R_i von ≥ 100 MΩ hat. (CA3140 ist pinkompatibel mit 741)

Zum Schluß seien noch einige Bemerkungen zur weiteren Verwendung gegeben. Da der Bereich 10,000 etc. nicht überall optimal ist (z. B.: Einbau-DVM), kann man auch noch andere Bereiche wählen, z. B.: 2,20,200 oder 4,40 etc. Dieses erreicht man, indem die Frequenz, die durch das Gatter geht, erhöht wird (*Bild 6*). Man multipliziert dann den Zählerstand mit der Vorteilung, z. B.: :2,:4,:5 etc. Nun muß man natürlich auch den Zähler um eine Stelle erweitern, das dürfte jedoch keine Schwierigkeiten machen.

Will man die Auflösung, d. h. die Schritthöhe verfeinern (hier liegt sie bei $1/2^7$), so muß man die Anzahl der Binär-Stufen ebenfalls vergrößern. Hat man 10 Stufen, so ergibt sich die Auflösung zu $1/2^{10} = 1/1024$, das entspricht einer Stufenhöhe von 10 mV im 10-V-Bereich. *Bild 7* zeigt die Anordnung bis 2^{14}.

Soll das DVM als Amperemeter (z. B. 1 A) verwendet werden, so muß der OP hoch verstärken, um den Spannungsabfall am Shunt klein zu halten. Günstig ist hier ein Abfall von 100 mV, was einer Verstärkung des OP von 100 entspricht. Der Widerstand des Shunts ergibt sich dann zu 100 mΩ (*Bild 8*).

Für kleinere Spannungen als 10 V muß ebenfalls ein OP vorgeschaltet

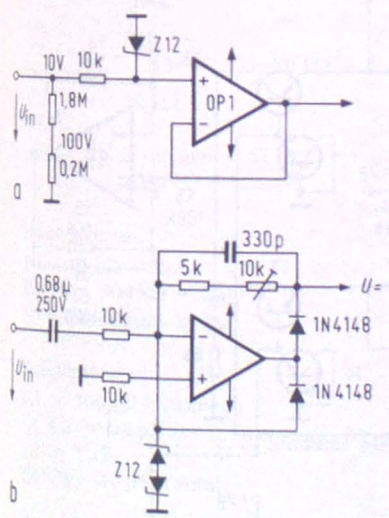


Bild 5. Eingangsschaltung des OP 1

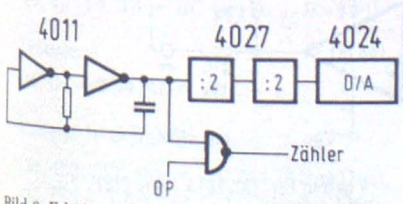
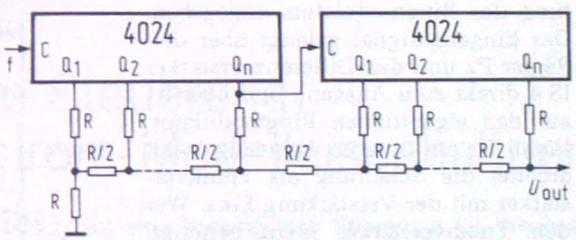


Bild 6. Erhöhung der Gatterfrequenz

Bild 7. ▶
Schaltung für die Auflösung von 10 mV im 10-V-Bereich



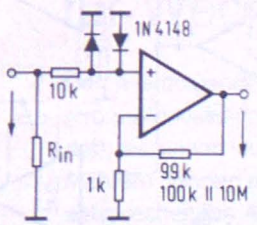


Bild 8. Ausführung zur Strommessung

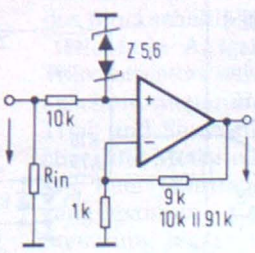


Bild 9. Meßbereichserweiterung auf 1 V

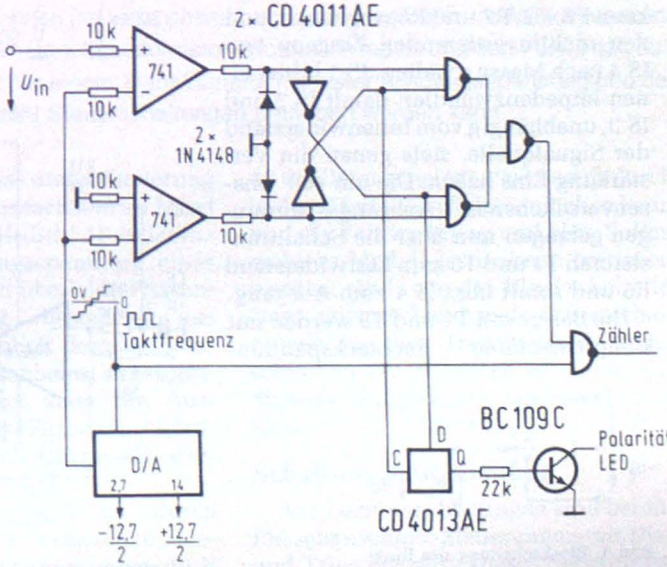


Bild 10. Unipolarer Eingang mit Anzeige der Polarität

werden (man kann natürlich OP 1 dafür verwenden!). Für den Meßbereich 1 V ist eine Verstärkung von 10 erforderlich. *Bild 9* zeigt die Schaltung. Für größere Ströme und Spannungen sind entsprechende Widerstände zu wählen.

Es ist unbequem, bei oft wechselnder Polarität der Eingangsspannung einen Schalter zu betätigen oder umzupolen. *Bild 10* zeigt einen unipolaren Eingang für das DVM. Die EXOR-Verknüpfung der Ausgänge von beiden OP's, die hier notwendig wird, wurde mit 2x4011 realisiert. Für ein Anzeige-LED + /– ist außerdem ein Treibertransistor vorgesehen.

Das Gerät wurde auf einer Rasterplatine aufgebaut, damit es jederzeit erweitert werden kann und den neuen Bedürfnissen angepaßt werden kann. Als Anmerkung sei noch erwähnt, daß komplette D/A-Wandler (6, 7, 8-Bit) auf dem Markt sind, die aber erheblich teurer sind als die hier verwendete Methode.

Literatur

COS/MOS Databook 1975 RCA
McMOS Motorola Vol. 5 Series A

Helmut Koppenhöfer

Ein Ringmodulator für den Nf-Bereich

Neben den bekannten Effekten zur Klangbeeinflussung von Musikinstrumenten, wie Wah-Wah, Phasing, Tremolo etc., ist es mit einem Ringmodulator möglich, tonfrequente Signale beliebiger Herkunft (Sprache, Musik, Geräusche) in ihrer Klangcharakteristik mehr oder weniger vollständig zu verfremden.

Für den Ringmodulator gilt folgendes Ersatzschaltbild (*Bild 1*): Die beiden gleichgroßen, um 180° phasenverschobenen Eingangsspannungen u_e werden mit der Steuerfrequenz f_{st} abwechselnd an den Ausgang geschaltet. Durch Variation der Frequenz der Steuerspannung U_{st} und der Eingangsspannung u_e lassen sich die für den Ringmodulator typischen Klangbilder einstellen.

In Bild 2 ist die vollständige Schaltung des Ringmodulators angegeben. Das Eingangssignal gelangt über den Regler P2 und den Differenzverstärker IS 4 direkt zum Ausgang und über P1 auf den eigentlichen Ringmodulator. Wenn P1 am unteren Anschlag steht, arbeitet die Schaltung als Trennverstärker mit der Verstärkung Eins. Wer den Trennverstärker nicht benötigt, kann P2, C2, R7 und R8 weglassen, und den nichtinvertierenden Eingang von IS 4 nach Masse schalten. IS 1 bildet einen Impedanzwandler, damit IS 2 und IS 3, unabhängig vom Innenwiderstand der Signalquelle, stets genau die Verstärkung Eins haben. Die um 180° phasenverschobenen Ausgangsspannungen gelangen nun über die Schalttransistoren T1 und T3 zum Lastwiderstand R5 und somit über IS 4 zum Ausgang.

Die Basen von T1 und T3 werden mit komplementären Rechteckspannungen, deren Tastverhältnis etwa 1:1 beträgt, angesteuert. Man erreicht dadurch ein wechselseitiges Durchschalten der Transistoren T1 und T3, so daß sich ein Ersatzschaltbild nach Bild 1 ergibt. Ein besonderes Problem stellt das Übersprechen der Rechteckspannung über die Basis-Kollektor-Kapazität von T1 und T3 dar. T2 und T4 symmetrieren deshalb die Schaltspannungen an den Basisanschlüssen auf entgegengesetzt gleiche Werte, so daß sich das Übersprechen im Idealfall aufhebt. Man kann T1...T4 einfach aussuchen, indem man die Basis-Emitterstrecke in Reihe mit einem 39-kΩ-Widerstand an eine Gleichspannungsquelle von 15 V legt, und U_{BE} hochohmig mißt. Vier Exemplare mit möglichst übereinstimmenden Werten werden dann aussortiert. Damit läßt sich am Ausgang ein Störpegel von einigen mV erreichen.

Für IS 3 wurde noch eine Offsetkorrektur mit P3 vorgesehen, um zu vermeiden, daß Offsetspannungen im mV-Bereich, über T1 und T3 geschaltet, als Rechtecksignal am Ausgang erscheinen, und im Lautsprecher einen von der Eingangsspannung unabhängigen Dauerton erzeugen. In der Praxis wird man den Ringmodulator ohne Eingangssignal an einen Verstärker anschließen und bei voll aufgedrehter Verstärkung das Störsignal mit P3 auf Minimum abgleichen.

Der Kondensator C3 setzt die obere Grenzfrequenz von IS 4 auf etwa 15 kHz herab, wodurch die Amplituden der verbleibenden Umschaltspitzen stark gedämpft werden.

Der Rechteckgenerator ist mit IS 5 als Multivibrator und IS 6 als invertierendem Komparator aufgebaut. Die erzeugten Frequenzen überstreichen bei der angegebenen Dimensionierung den Bereich von 50 Hz bis etwa 8 kHz. Über R20 läßt sich der Multivibrator durch einen externen Impulsgenerator trig-

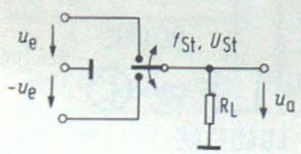
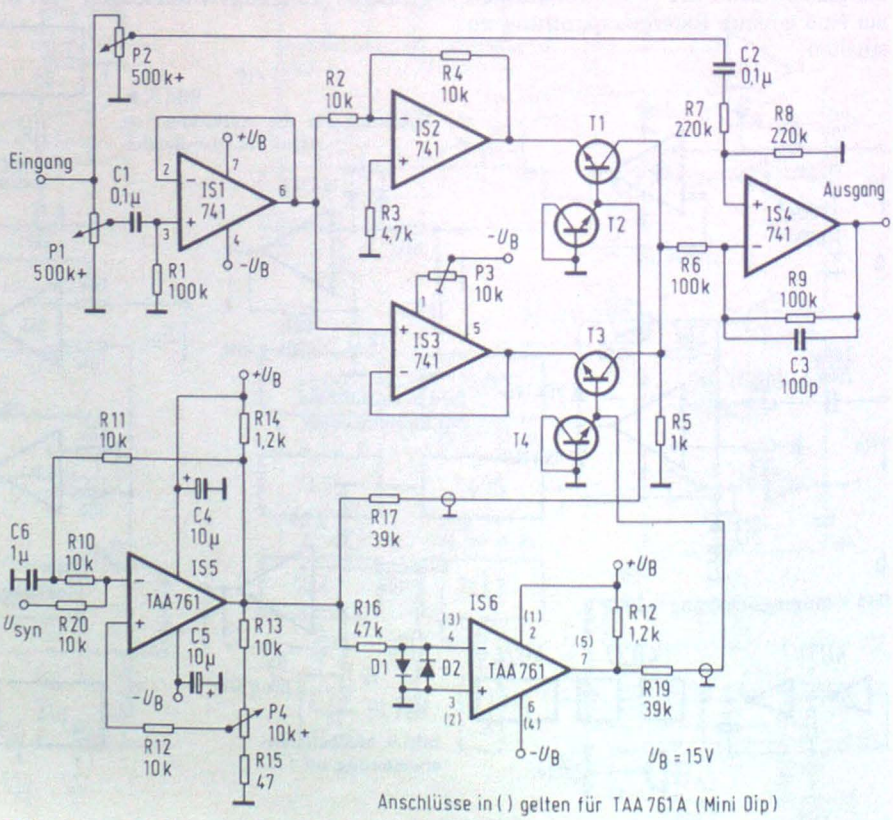


Bild 1. Blockschaltung des Ringmodulators



Anschlüsse in ( ) gelten für TAA 761 A (Mini Dip)

Bild 2. Gesamtschaltung

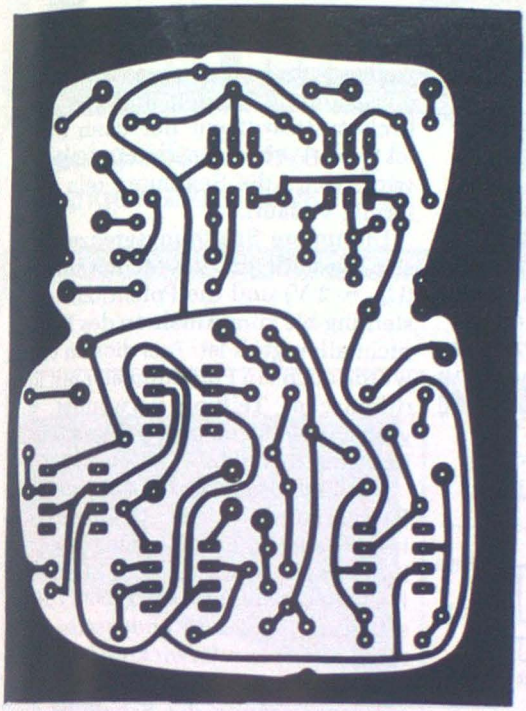


Bild 4. Bestückungsplan zu Bild 3

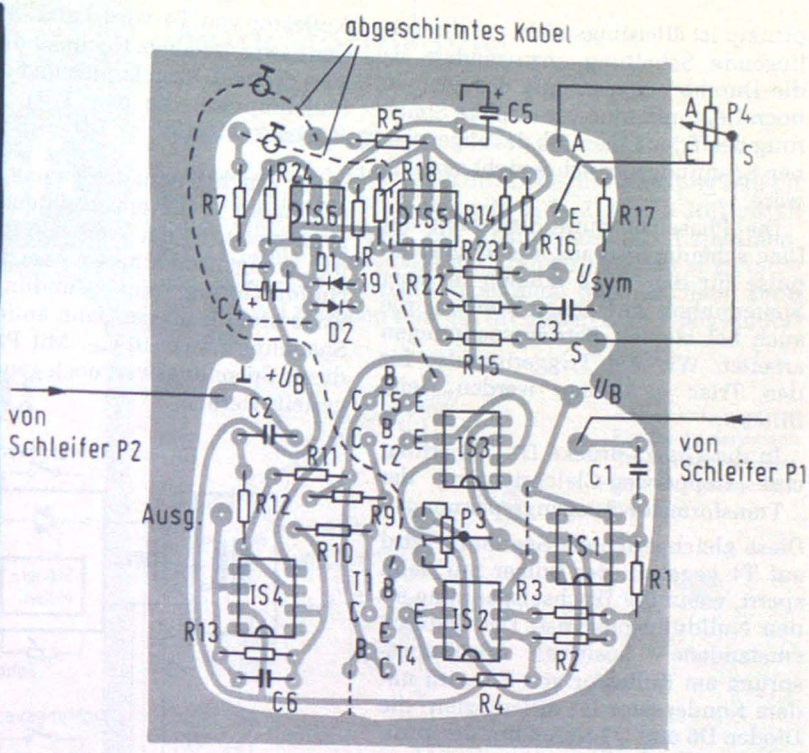


Bild 3. Leiterbahnvorschlag

gern ($U_{syn} \approx \pm 5\ V_{ss}$), so daß die Steuerfrequenz fernbedienbar ist.

Für die Schaltung nach Bild 2 wurde eine Platine entworfen (*Bild 3*), deren Bestückung aus *Bild 4* hervorgeht. Die Tabelle nennt die verwendeten Bauelemente.

Das Netzteil sollte, wie bei Operationsverstärkerschaltungen üblich, einen niedrigen Innenwiderstand und eine niedrige Brummspannung aufweisen.

Abschließend sei noch eine Anwendung des Ringmodulators angegeben: Wenn man ein Mikrofon am Eingang anschließt, läßt sich bei niedrig eingestellter Steuerfrequenz die eigene Stimme zu einer Roboterstimme verfremden.

Tabelle der verwendeten Bauelemente

Widerstände 1/3 W:
R15 = 47 Ω
R5 = 1 kΩ
R14, R18 = 1,2 kΩ
R3 = 4,7 kΩ
R2, R4, R10, R11, R12, R13, R20 = 10 kΩ
R17, R19 = 39 kΩ
R16 = 47 kΩ
R1, R6, R9 = 100 kΩ
R7, R8 = 220 kΩ

Potentiometer:
P4 = 10 kΩ + log
P1, P2 = 500 kΩ + log
P3 = Trimmpoti 10 kΩ

Kondensatoren:
C3 = 100 pF keramisch
C1, C2 = 0,1 µF
C6 = 1 µF
z. B. Siemens MKM
C4, C5 = 10 µF Tantal

Transistoren:
T1, T2, T3, T4 = BC 109 (o.ä. B>300)

Dioden:
D1, D2 = 1N4148 o. ä.

Integrierte Schaltungen:
IS1, IS2, IS3, IS4 = µA 741 (Mini Dip)
IS5, IS6 = TAA 761 (A) (TO oder Mini Dip)

Ing. (grad.) K.-Alfred Knapp

Leistungslose Steuerung für Wechselstrom-Modelleisenbahnen

Der nachfolgende Beitrag beschreibt eine leistungslose Steuerung für Wechselstrom-Modelleisenbahnen (im Versuchsaufbau wurde eine Bahn von Märklin verwendet), die keinen teuren Regeltransformator erforderlich macht und den Vorteil hat, daß mehrere Bahnen mit nur einem Transformator mit fester Ausgangsspannung und der entsprechenden Anzahl Steuerschaltungen betrieben werden kann.

Die Funktionsweise dieser Steuerung läßt sich wohl am einfachsten an Hand des Blockschaltbilds (*Bild 1*) erklären.

Die feste Ausgangsspannung eines Transformators wird über eine Phasenanschnitt-Steuerung, bestehend aus Triac und Steuereinheit dem Verbraucher (hier Modelleisenbahn) zugeführt. Mit dem Fahrtregler kann die Ausgangsspannung der Phasenanschnitt-Steuerung bis 16 V_{eff} eingestellt werden.

Ein Richtungswechsel ist durch Drücken einer Taste vorgesehen, wodurch die gesamte Spannung von 20 V an die Bahn angelegt wird und dadurch in dem Modell ein Relais anziehen kann und die Fahrtrichtung umkehrt. Sollen mehrere Modelleisenbahnen betrieben werden, sind, wie das Blockschaltbild zeigt, entsprechend viele Steuerschaltungen an den Transformator anzuschließen (zu beachten ist allerdings die max. Stromabgabe des Transformators).

Schaltungsbeschreibung

Aus Dimmerschaltungen sind bereits Phasenanschnitt-Steuerungen mit Diac und Triac bekannt. Dieses Schaltungs-

prinzip ist allerdings nicht auf die vorliegende Schaltung anzuwenden, da die Durchbruchspannung des Diac zu hoch liegt und eine vernünftige Steuerung des Triac innerhalb des angegebenen Spannungsbereiches nicht möglich wäre.

Die Phasenanschnitt-Steuerung mit Diac scheidet also aus, die Triggerimpulse für den Triac müssen in einer Steuereinheit gewonnen werden, die auch bei kleinen Betriebsspannungen arbeitet. Wie die Triggerimpulse für den Triac gewonnen werden, zeigt *Bild 2*.

In der Graetz-Brücke D1...D4 erfolgt eine Doppelweg-Gleichrichtung der Transformator-Ausgangsspannung.

Diese gleichgerichtete Spannung wird auf T1 gegeben, der immer nur dann sperrt, wenn die Wechselspannung einen Nulldurchgang hat. Der dadurch entstandene positive Spannungssprung am Kollektor von T1 wird mit dem Kondensator C1 differenziert, die Dioden D6 und D7 lassen nur den positiven Nadelimpuls passieren.

Dieser Nadelimpuls oder auch Synchronimpulse entsteht also bei jedem Nulldurchgang und triggert den mit T2 und T3 aufgebauten monostabilen Multivibrator. Das Kollektorpotential von T3 beträgt im Ruhezustand ca. 15 V. Erfolgt die Triggerung des monostabilen Multivibrators durch den Synchronimpuls, geht der monostabile Multivibrator in seinen quasistabilen Zustand, das Kollektorpotential von T3 beträgt jetzt etwa 0 V. Nach der, mit P1 (Fahrtregler) eingestellten Verzögerungszeit, springt die Ausgangsspannung von T3 wieder auf positive Versorgungsspannung. Dieser positive Spannungssprung wird über C3 übertragen und schaltet T4 kurzzeitig durch, d.h. die Spannung am Kollektor von T4 wird kurzzeitig 0 V. Der nachgeschaltete Hochpaß differenziert diesen kurzen Impuls und erzeugt Nadelimpulse, die den Triac durchsteuern.

Das Durchsteuern des Triac ist somit abhängig von der eingestellten Verzögerungszeit. Ist der Wert von P1 etwa 0 Ω, erfolgt nach rund 4 ms nach jedem Nulldurchgang eine Zündung des Triac und die an der Bahn anliegende Spannung ist ca. 16 V_{eff}. Mit P2 kann dieser Spannungswert noch genau eingestellt werden.

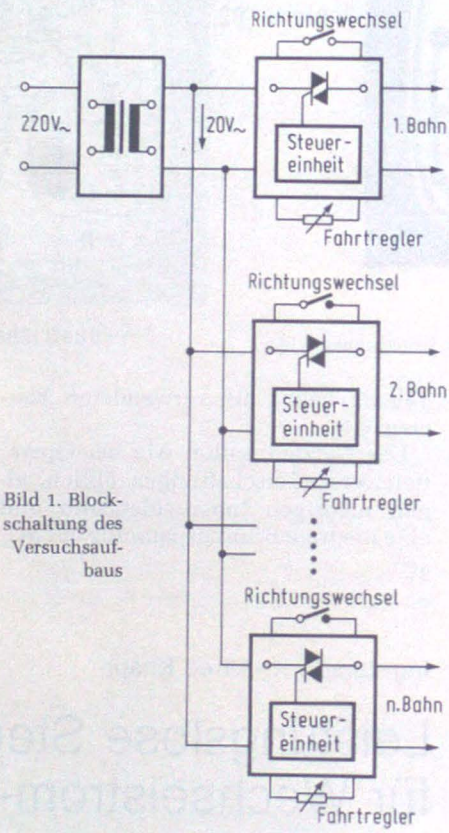


Bild 1. Blockschaltung des Versuchsaufbaus

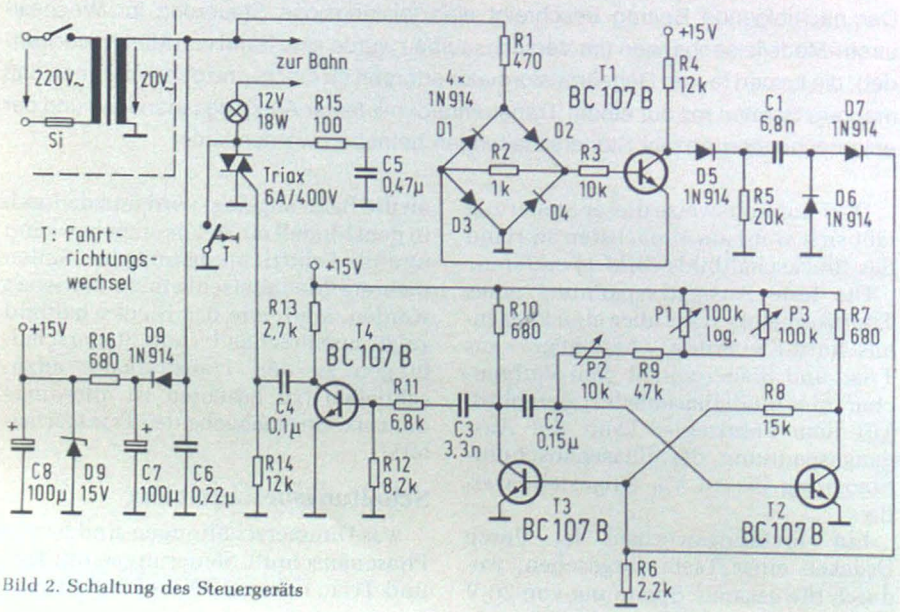


Bild 2. Schaltung des Steuergeräts

Als Meßgerät ist hier allerdings ein Dreheiseninstrument zu verwenden, weil es sich um eine angeschnittene Sinusspannung handelt und von einem Drehspulinstrument nur dann der Effektivwert einer Spannung angezeigt wird, wenn die Spannung rein sinusförmig verläuft.

Die untere Spannungsgrenze wurde so eingestellt, daß das Modell still steht ($U_{eff} \approx 2$ V) und die Potentiometerverstellung bis zum Anfahren des Modells nicht allzu groß ist. Aus diesem Grund wurde auch ein Potentiometer mit logarithmischer Teilung verwendet, d.h. große Widerstandsänderungen von P1 im Anfahrbereich.

Das Potentiometer P3, das parallel zu P1 geschaltet ist, erlaubt eine Einstellung dieser unteren Spannungsgrenze. Zur Funkentstörung dient einmal das R-C-Glied parallel dem Triac (TSE-Beschaltung) und der Kondensator C6 parallel zur Sekundärwicklung des Speisetransformators. Zur Gleichspannungsversorgung der Schaltung dient eine Einweggleichrichtung mit nachgeschalteter Stabilisierung auf + 15 V.

Abgleich des Gerätes

Hierzu gehört das Einstellen der Ausgangsspannung am Transformator. Diese Spannung muß auf 20 V eingestellt werden. Es empfiehlt sich, hier einen Transformator zu verwenden, dessen Ausgangsspannung durch mehrere Wicklungsabgriffe auf ±1 V genau eingestellt werden kann, z.B. Neutron UN 4 (Kern 74/33, 2 A). Der Abgleich bezüglich der Grenzen der Ausgangsspannung wurde bereits im Text erwähnt. Kritisch könnte der Abgleich der unteren Spannungsgrenze werden, wenn sich durch falsche Einstellung von P3 eine Verzögerungszeit ergibt, die größer als 10 ms ist. Bei richtiger Einstellung erfolgt die Zündung des Triac bei ca. 8,5 ms.

Zur Überstromsicherung bei einem Kurzschluß auf der Bahn dient eine Autolampe 12 V/18 W oder ein entsprechender Kaltleiter. Die Lampe ergibt außer einer Sicherungswirkung noch eine Anzeige für einen Kurzschluß.

Berichtigung

Hochohmiger Multimetervorsatz für kleine Gleichspannungen und Ströme

Heft 1/1977, Seite 32

In Bild 2 auf Seite 33 sind beim unteren Operationsverstärker die Polaritätszeichen an den Eingängen (2 und 3) vertauscht. Außerdem fehlt ein Verbindungspunkt an der Leitungskreuzung der Pluszuführung des oberen OP (Pin 7) mit der Leitung zwischen den Widerständen 18 kΩ/4,7 MΩ.

Arno Ruff

Mit nachstehend beschriebenem Gerät kann die Reaktionsfähigkeit eines Menschen in 1/100 s gemessen werden. Es können gleichzeitig bis zu vier Personen an diesem Test teilnehmen. Gemessen wird die Zeit des Reaktionsschnellsten.

Digitales Reaktionszeit-Meßgerät

Eine aufleuchtende Lampe zeigt an, wer als erster seine Stop-Taste betätigte. Zunächst wird mit dem Drucktaster Dr 1 (Reset) die Schaltung in die Ausgangsstellung gebracht, d.h. die Minitrons schalten auf 00, alle Lampen sind aus (*Bild 1*). Nun wird die Start-Taste Dr 2 gedrückt, es leuchtet La 1 (Achtung) auf. In dem Moment, in welchem diese Lampe wieder verlöscht, starten die Zähler.

Man muß also sofort nach Verlöschen von La 1 eine Stop-Taste Dr 3...6 drükken. Betätigt nun einer der Teilnehmer aus Versehen (oder vor Aufregung) seine Stop-Taste zu früh, d.h. bevor die Zähleinheit gestartet wurde, so leuchtet La 2 auf, die Zähler werden blockiert und durch Aufleuchten der entsprechenden Tasten-Kontrollampe La 3...6 wird angezeigt, wer der Übeltäter war.

Die Schaltung: Als Zeitnormal dient die Netzfrequenz, die an der 3-V-Wicklung des Netztransformators abgenommen wird. Am Ausgang des aus vier Si-Dioden 1N914 gebildeten Brückengleichrichters steht eine pulsierende Gleichspannung von 100 Hz zur Verfügung, die durch den Schmitt-Trigger N 19 (1/2 7413) in Rechteck-Impulse umgewandelt wird. Der monostabile Multivibrator IS 7 (74121) kippt nach Betätigung des Tasters Dr 2 (Start), sein Ausgang Q wird logisch H und die Lampe La 1 leuchtet. Nach einer bestimmten Zeit, die von der Zeitkonstante R7/C1 abhängt, kippt das Monoflop zurück und La 1 verlöscht.

Durch die negative Taktflanke wird das Flipflop IS 8a (1/2 7473) umgeschaltet und an dessen Q-Ausgang liegt dann ein H-Signal. Da am Ausgang des Inverters N 14 ebenfalls H liegt, gelangen die Zählimpulse des Schmitt-Triggers N 19 über das NAND N 20 (1/2 7413) an die Zähler.

Wird nun eine der Tasten Dr 3...6 gedrückt, kippt das zugehörige NOR-Flipflop N 1...8, die entsprechende Lampe leuchtet auf und an das Gatter N 17 gelangt ein L-Impuls. Das NAND N 17 wird am Ausgang positiv, an das Gatter N 20 gelangt ein L-Signal und sperrt dieses. Die Zähleinheit wird dadurch gestoppt. Wird nun eine der Tasten Dr 3...6 betätigt, solange am Q-Ausgang des Monoflops noch logisch H ansteht, kippt das Flipflop IS 8b (1/2 7473) und schaltet die Lampe La 2 (zu früh gestoppt) ein.

Die NOR-Gatter N 9...12 dienen zur Verriegelung der Stop-Tasten, d.h. sobald eine der vier Tasten gedrückt wurde, wird der Ausgang des NAND's N17 logisch H und sperrt alle Eingänge; die anderen Flipflops können nicht mehr kippen. Um zu verhindern, daß die Zähler endlos weiterarbeiten, wenn keine der Stop-Tasten gedrückt wurde,

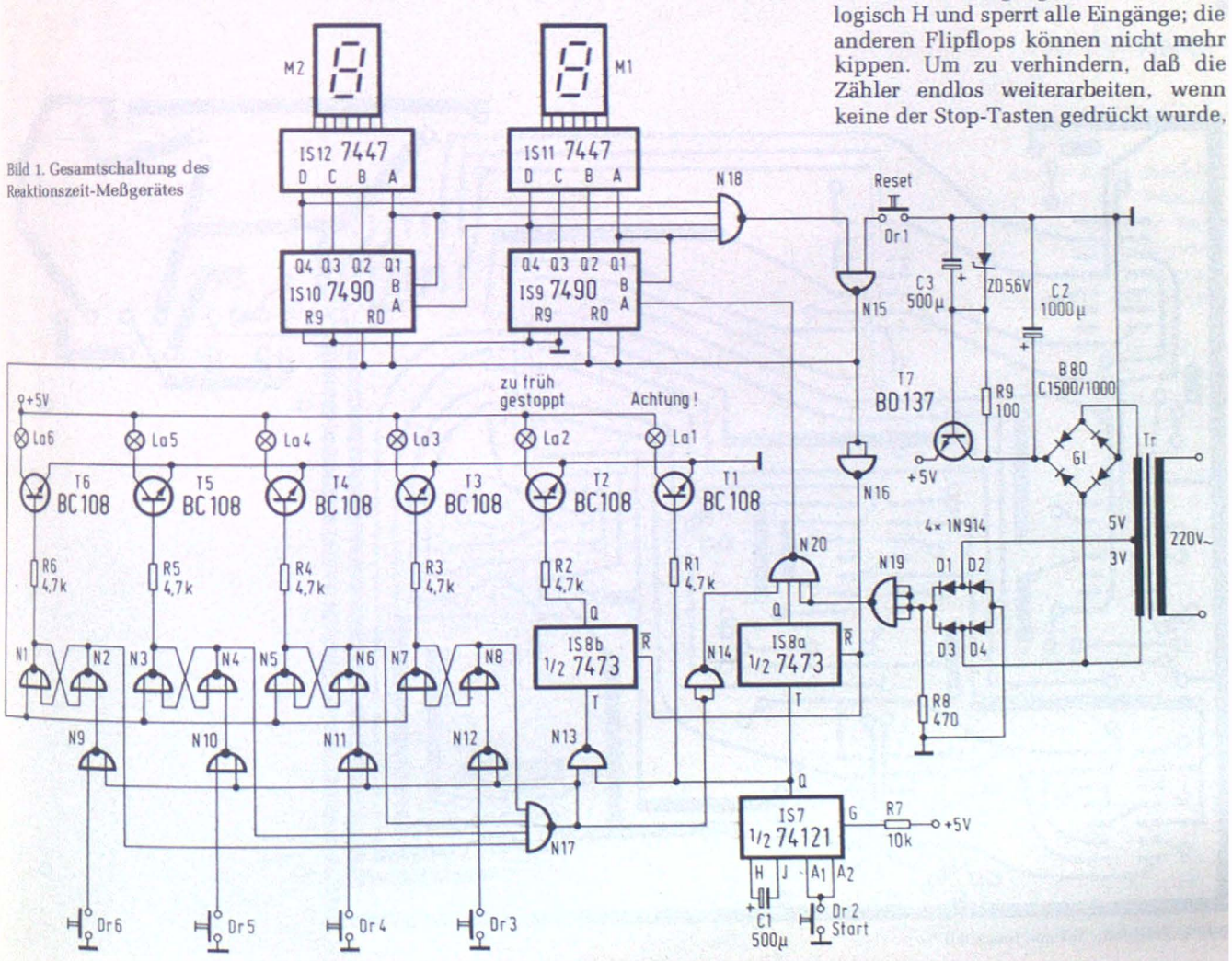


Bild 1. Gesamtschaltung des Reaktionszeit-Meßgerätes

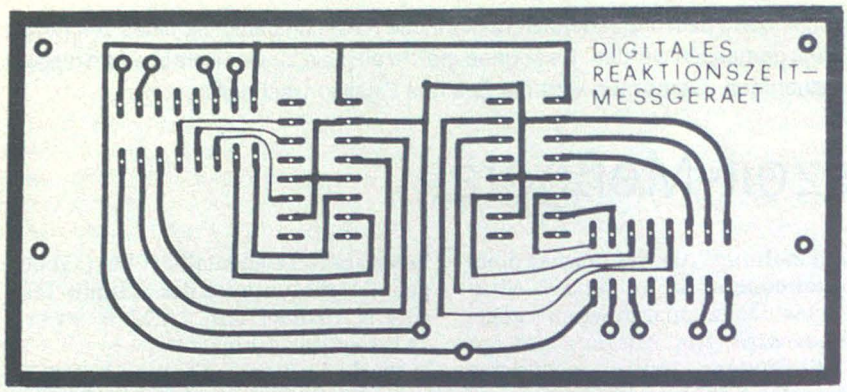


Bild 2. Printplatte für die Minitron-Anzeige

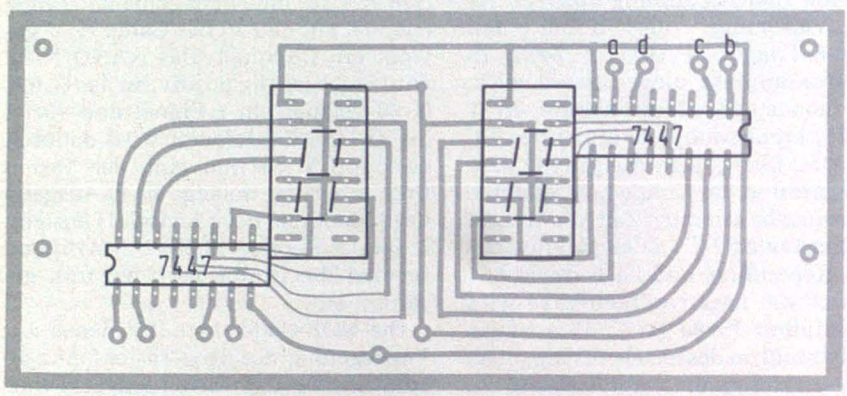
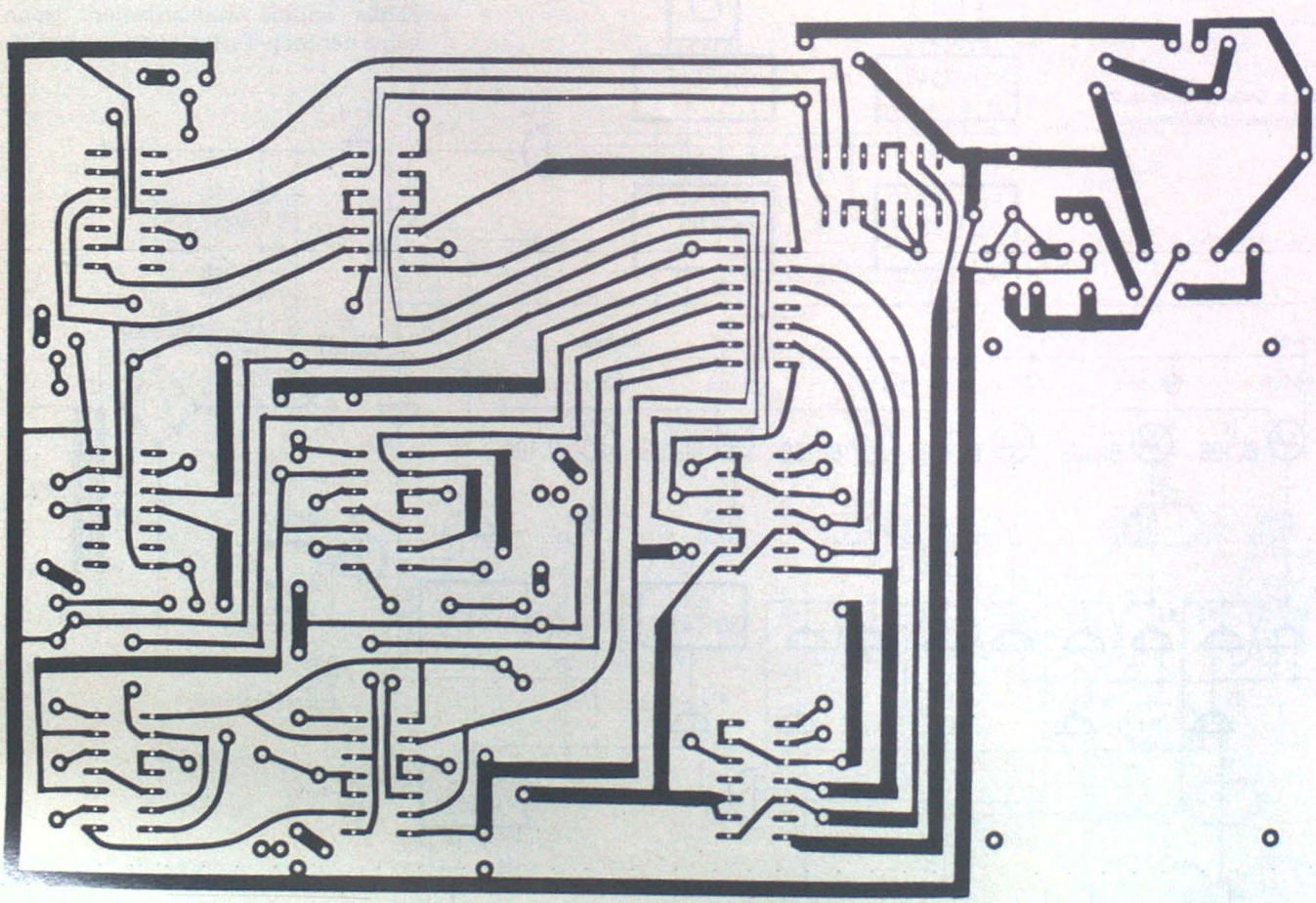


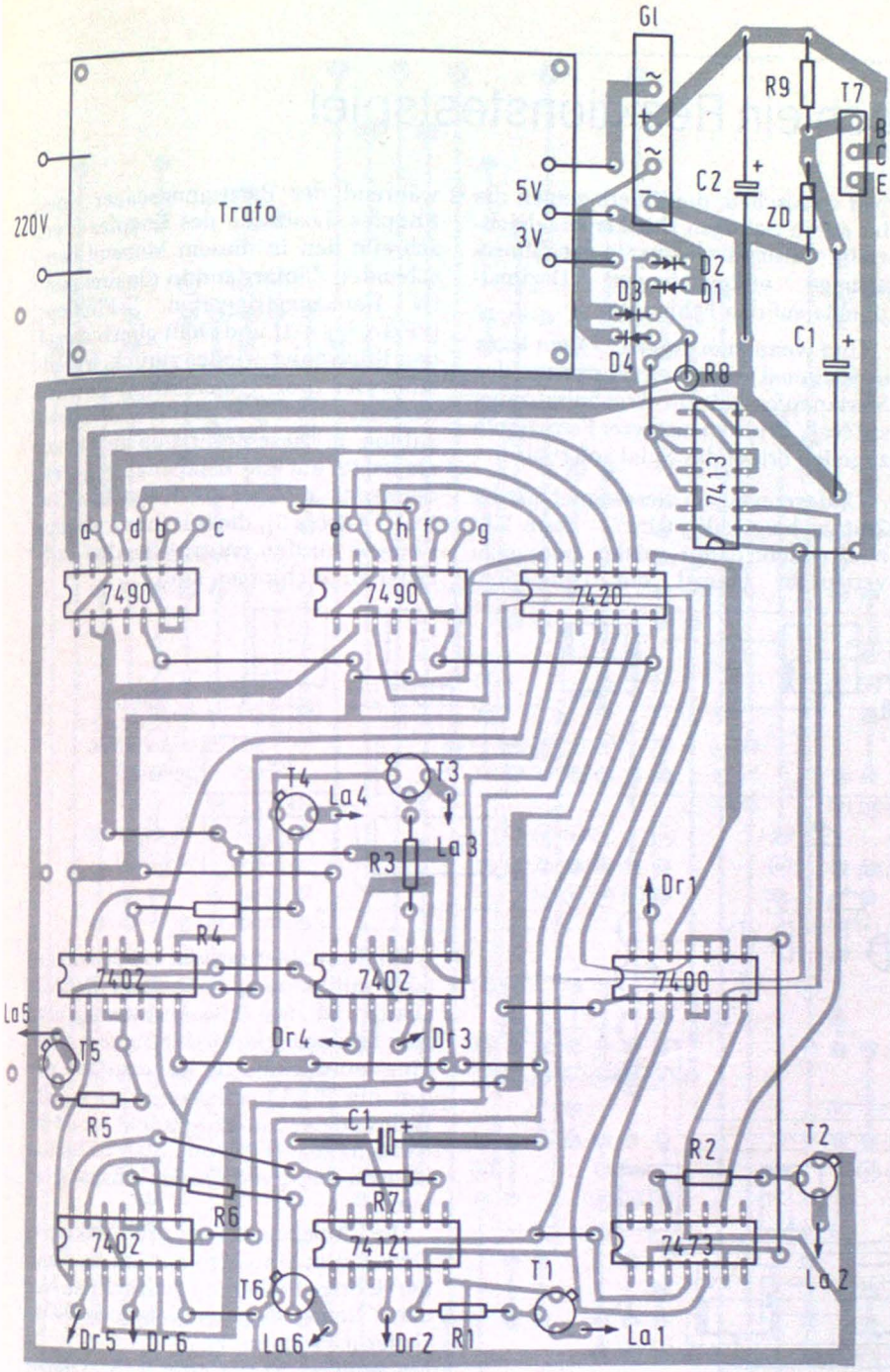
Bild 3. Bestückung der Minitron-Platine

Stückliste zum Reaktionszeitmeßgerät

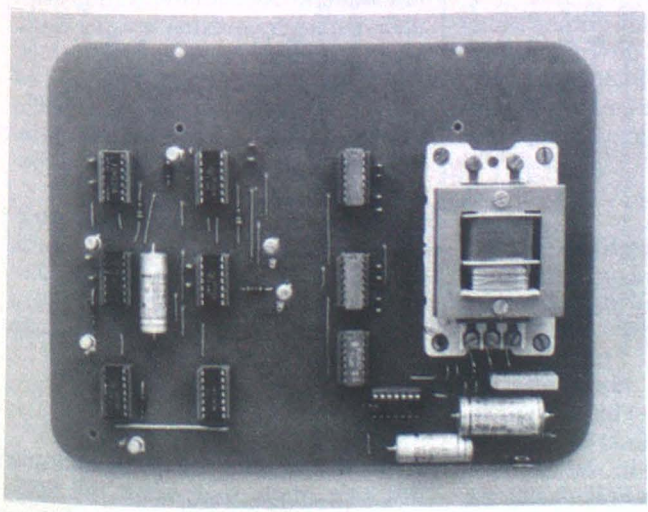
3 IS 7402=		N1...12
1 IS 7400=		N13...16
1 IS 7420=		N17...18
1 IS 7413=		N19...20
1 IS 74121=		IS7
1 IS 7473=		IS8
2 IS 7490=		IS9...10
2 IS 7447=		IS11...12
2 Minitron-7-Segment-Anzeigen		= M1...2
6 Transistoren BC 108 o.ähnl.		= T1...6
1 Transistor BD 137 o.ähnl.		= T7
6 Lämpchen 6 V / 50 mA		= La 1...6
1 Klingeltransformator		= Tr
1 Si-Gleichrichter B 80 C 1500/1000		= Gl.
4 Si-Dioden 1 N 914		= D1...4
1 Z-Diode 5,6 V		= ZD
6 Miniatur-Drucktaster		= Dr 1...6
2 Elektrolyt-Kondensatoren 1000 µF		= C1...2
1 Elektrolyt-Kondensator 500 µF		= C3
6 Widerstände	4,7 kΩ	= R1...6
1 Widerstand	10 kΩ	= R7
1 Widerstand	470 Ω	= R8
1 Widerstand	100 Ω	= R9



...latte für den Steuerteil



▲ Bild 5. Bestückungsplan der Steuerplatine. Der Regeltransistor T7 ist auf einem Kühlblech von 30 mm x 140 mm zu befestigen. Es kann auch ein 2N 3055 ungekühlt Verwendung finden



◀ Bild 6. Die fertig bestückte Leiterplatte. Das Kühlblech ist hier noch nicht befestigt

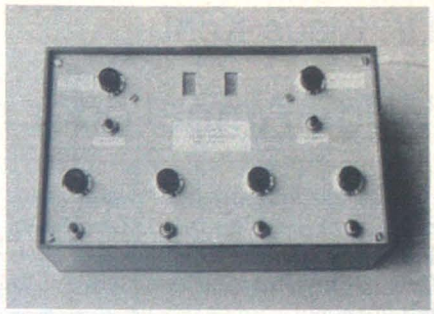


Bild 7. Das Mustergerät des Verfassers

schaltet das Gerät automatisch nach 99 Taktimpulsen über die Gatter N18, 15 und 16 die gesamte Anlage wieder auf 00.

Das stabilisierte Netzteil ist sehr einfach aufgebaut. Als Netz-Trafo dient ein Klingeltransformator mit einer 3- und 5-V-Sekundärwicklung. Eine Z-Diode 5,6 V liefert die Bezugsspannung und der Transistor BD 137 o. ähnl. besorgt die Regelung.

Bild 2 zeigt die Platine der Minitronanzeige, *Bild 3* den dazugehörigen Bestückungsplan. Die Platine des Testgeräts selbst zeigt *Bild 4*, den Bestükkungsplan hierzu *Bild 5*. In *Bild 6* ist die fertig bestückte Platine des Steuerteils zu sehen. *Bild 7* zeigt das fertige Mustergerät des Verfassers. ■

Nachtrag zu „2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer"

(Funkschau 1977, Heft 2)

Einige Leser hatten beim Nachbau des Handfunksprechgeräts verschiedene Schwierigkeiten, die zwar leicht zu beseitigen sind, aber doch ein gewisses „know how" erfordern. Die typischsten Probleme haben wir hier zusammengestellt.

Wenn eine nur geringe Oxidation der PTT-Tastenkontakte bereits hörbare Krachgeräusche auf der Modulation verursacht, hilft meist ein 1-nF-Kondensator, der direkt an die Tastenanschlüsse gelötet wird. Sollte die Modulation zu hell oder schrill klingen, kann der Koppelkondensator zwischen erster und zweiter Stufe des Dynamikkompressors von 4,7 nF auf etwa 22 nF vergrößert werden, dadurch steigt gleichzeitig die Mikrofonempfindlichkeit an. Bei starken Umweltgeräuschen ist die sehr kurze Kompressor-Regelzeit u.U. störend; Abhilfe schafft eine Vergrößerung des 1,5-µF-Elkos auf etwa 4,7 µF.

Im Empfänger treten gelegentlich Probleme wegen der Toleranzen des Keramikfilters SED 455 B auf; diese lassen sich durch entsprechende Korrektur des 10,245-MHz-Oszillators kompensieren. Je nach Halterkapazität der Quarze ist oft die Spule L1 im Synthesizer-Rückmischoszillator überflüssig.

Dr. Klaus Kohl

Wilde Ampel oder noch ein Reaktionstestspiel

Auf der Frontplatte (mindestens 15 cm x 20 cm): Vier Drucktaster (Start, Rot, Gelb, Grün), drei Lampen (Rot, Gelb, Grün) und eine zweistellige Ziffernanzeige.

Spielregel

Nach dem Einschalten des Geräts werden die Lampen und die Ziffernanzeige irgendwie aufleuchten, das ist bedeutungslos. Nun wird die Starttaste gedrückt, dies setzt die Ziffernanzeige auf Null, das Spiel beginnt. Nach dem Loslassen des Startknopfes leuchtet eine der drei Lampen auf; nun gilt es, möglichst rasch den gleichfarbigen Knopf zu drücken. Hat man den Knopf losgelassen, leuchtet wieder eine Lampe auf, es kann auch dieselbe wie vorher sein. Wieder muß der gleichfarbige Knopf gedrückt werden usw. Bei jedem richtigen Knopfdrücken springt die Ziffernanzeige um eine Stelle weiter. Nach einer bestimmten Zeit leuchtet keine Lampe mehr auf: Das Spiel ist aus, die Ziffern zeigen an, wie oft man in der Spieldauer den richtigen Knopf gefunden hat.

Und wenn man den falschen Knopf gedrückt hat, etwa den grünen obwohl die rote Lampe leuchtet? – Dieser Fehler bricht das Spiel sofort ab. Die Lampen verlöschen, die Ziffern zeigen die bis dahin richtigen Drücker an, gleichzeitig weisen die beiden in der Ziffernanzeige aufleuchtenden Dezimalpunkte auf den Fehler hin.

Und wenn man mogelt? – Man kann es ja einmal versuchen: Festhalten des Startknopfes hält die Ergebnisanzeige auf Null, Drücken mehrerer Farbknöpfe zugleich bricht das Spiel sofort ab.

Und wenn einem dieses Spiel mit der Zeit zu langweilig wird? – Dann läßt man andere damit spielen oder man vertauscht einmal die Lampenanschlüsse, so daß man den grünen Knopf drücken muß wenn die rote Lampe leuchtet usw. Schließlich kann man auch mit abgedeckten Lampen spielen und einfach raten, welchen Knopf man drücken muß...

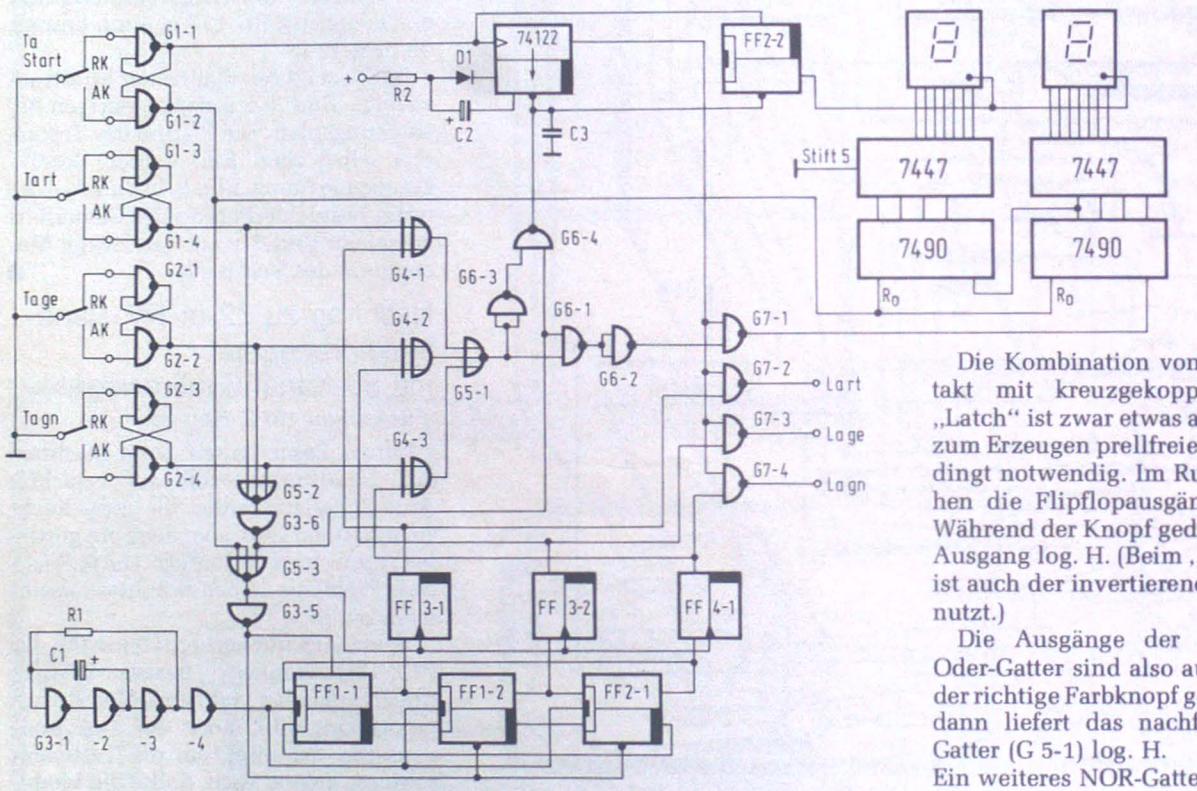


Bild 1. Schaltung der wilden Ampel

Schaltung

Doch nun zum Innenleben des Kastens: *Bild 1* zeigt die Logikschaltung. Der mit ca. 100 Hz schwingende Multivibrator aus drei Invertern (G 3-1 bis 3) mit nachfolgendem Impulsformer (G 3-4) steuert einen Ringzähler aus drei JK-Flipflops (FF 1-1 bis 2-1) an. Solange kein Knopf gedrückt ist, wird der Ringzähler allerdings in der Stellung log. H-L-L festgehalten. Er läuft also nur während der Betätigungsdauer eines Knopfes. Loslassen des Knopfes überschreibt den in diesem Moment herrschenden Zählerstand in die drei positiv flankengetriggerten D-Flipflops (FF 3-1 bis 4-1) und stellt gleich darauf den Ringzähler wieder zurück. Irgendeines der drei Speicherflipflops steht dann also auf log. H, die beiden anderen auf log. L. Diese drei Daten gehen nun einerseits auf die Lampenanzeige, andererseits auf drei Exklusiv-Oder-Gatter (G 4-1 bis 3), die mit ihrem zweiten Eingang an den entsprechenden Farbtaster angeschlossen sind.

Die Kombination von Umschaltkontakt mit kreuzgekoppeltem NAND-„Latch" ist zwar etwas aufwendig, aber zum Erzeugen prellfreier Signale unbedingt notwendig. Im Ruhezustand stehen die Flipflopausgänge auf log. L. Während der Knopf gedrückt ist, ist ihr Ausgang log. H. (Beim „Start"-Flipflop ist auch der invertierende Ausgang benutzt.)

Die Ausgänge der drei Exklusiv-Oder-Gatter sind also auf log. L, wenn der richtige Farbknopf gedrückt ist. Nur dann liefert das nachfolgende NOR-Gatter (G 5-1) log. H.

Ein weiteres NOR-Gatter (G 5-2) liefert über den nachgesetzten Inverter log. H, wenn irgendein Farbknopf gedrückt ist. Das dritte NOR-Gatter (G 5-3) liefert auf jeden Knopfdruck (einschließlich Startknopf) log. L, es löst die schon beschriebenen Ringzähler- und Speicherfunktionen aus.

Das Drücken des Startknopfes triggert zudem das Monoflop (SN 74122), dessen Ausgang Q während der Spieldauer auf log. H steht. Der Widerstand R_2 und der Kondensator C_2 bestimmen nach der ungefähren Formel

$$t = \frac{R \cdot C}{3}$$

(t in s, R in Ω, C in F) die Einschaltdauer des Monoflops und damit die Spiel-

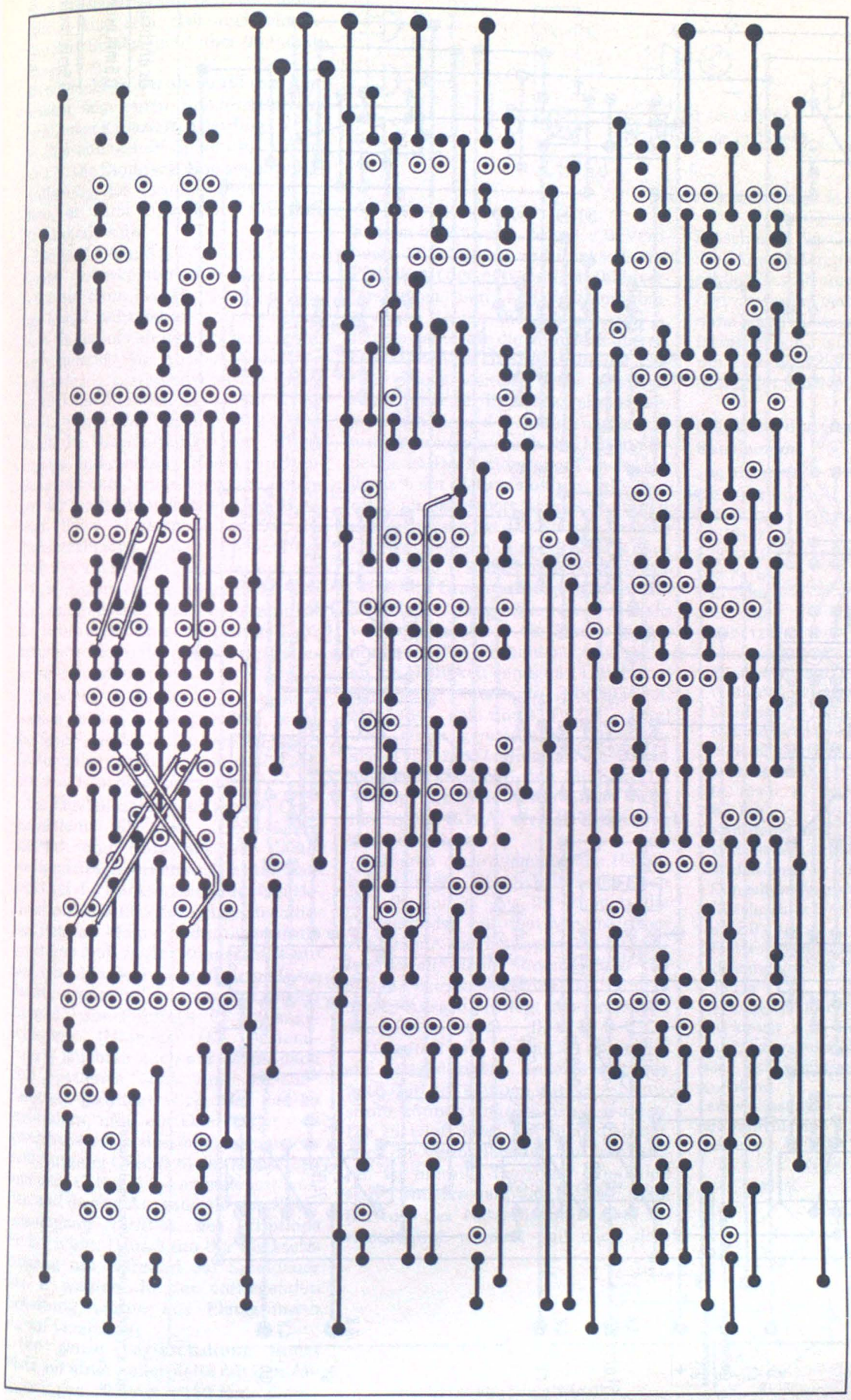


Bild 2. Rückseite der Veroboard-Platine M 2:1

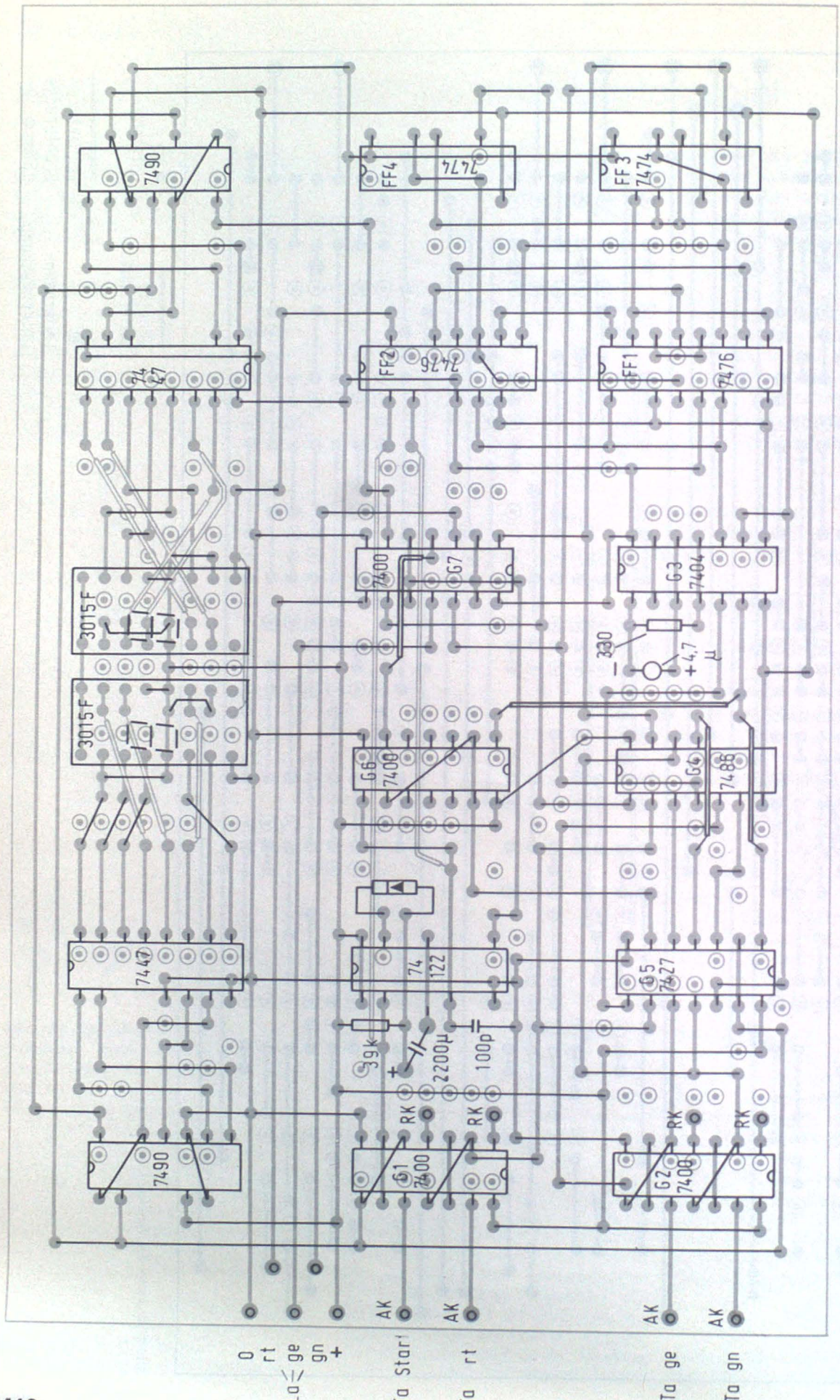


Bild 3. Vorderseite der Veroboard-Platine
M 2:1

dauer bei fehlerlosem Spiel. Sie sollte etwa eine halbe Minute betragen, jedenfalls so kurz sein, daß auch ein geschickter Spieler nicht über 99 Punkte kommt.

Da R nicht größer als 50 kΩ sein darf, braucht man einen Kondensator mit recht hoher Kapazität. Allerdings ist die an ihm anliegende Spannung kleiner als 1 V. Die Diode soll eine gegenpolige Aufladung des Kondensators verhindern, es kann irgendeine Silizium-Schaltdiode sein.

Die an G 3-6 und G 5-1 sich anschließende Gatterkombination liefert an G 6-2 nur dann log. H, wenn der richtige Knopf gedrückt ist – dieses Signal wird als Impuls an den Ergebniszähler weitergeleitet. Am Ausgang von G 6-4 liefert sie log. L, wenn der falsche Knopf gedrückt ist. Sie setzt das Monoflop auf log. L, ebenso das Flipflop FF 2-2, wodurch die Dezimalpunkte der Ziffernanzeige aufleuchten. Dieses wird zugleich mit dem Monoflop durch Betätigen der Starttaste wieder auf log. H gesetzt. Beim Mustergerät mußte der Rücksetzeingang des Monoflops (Stift 5) durch einen Kondensator von 100 pF gegen Masse abgeblockt werden, um äußerst kurze Nadelimpulse, die beim Knopfdrücken (durch Laufzeitunterschiede der Gatter) auftraten, unwirksam zu machen.

Die vier NAND-Gatter G 7-1 bis 4 werden auf log. H festgehalten, wenn das Spiel beendet ist. So werden weder Zählimpulse durchgelassen noch Lampen zum Leuchten gebracht.

Der Ergebniszähler aus je zwei Dezimalzählern SN 7490, Decodierern SN 7447 und Minitrons 3015 bietet wenig an Besonderheiten. Die Starttaste wirkt auf die Rücksetzeingänge der Dezimalzähler; Stift 5 des Zehnerdecodierers liegt an Masse, dadurch wird die unschöne Null in der Zehnerstelle unterdrückt. Die Dezimalpunktanschlüsse der Minitrons sind, wie erwähnt, an den Ausgang des Flipflops FF 2-2 angeschlossen. (Hinweis: Die Dezimalpunkte leuchten auch auf, wenn nach dem Spielende noch eine „falsche" Farbtaste gedrückt wird. Um das zu verhindern, muß ein Oder-Gatter vorgesehen werden, dessen Eingänge von dem Ausgang $\overline{Q}$ (Stift 6) des Monoflops und dem Gatter G 6-4 angesteuert werden und dessen Ausgang auf den Rücksetzeingang (Stift 3) des Flipflops FF 2-2 wirkt. Dann kann der Rücksetzeingang nur während der Spieldauer log. L werden. In der vorliegenden Schaltung wurde aus Platzgründen darauf verzichtet).

Die ganze Logikschaltung findet Platz auf einer Leiterplatte mit den Abmessungen 95 mm x 150 mm (34+2 Bahnen im 2.54-mm-Raster), z.B. Veroboard M 2. Vorder- und Rückseite der Platine mit den notwendigen Drahtverbindungen und Leiterbahnunterbrechungen zeigen die *Bilder 2* und *3*. Bauelemente, die die Minitrons überragen, sollten auf die Rückseite der Platine gesetzt werden. Nicht benötigte Anschlüsse der IS werden einfach abgeschnitten, in der Bestückungszeichnung wurde dies durch Weglassen verdeutlicht. Der Kondensator C2 wird außerhalb der Platine montiert, falls man nicht ein besonders kleines Exemplar zur Verfügung hat. Die Stromaufnahme der Platine (ohne Lampen) beträgt etwa 0,5 A bei 5 V Betriebsspannung.

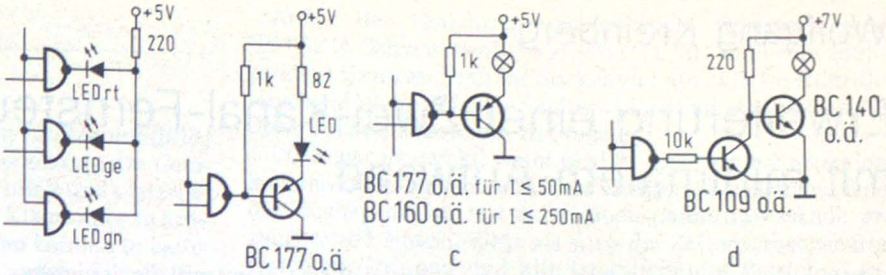


Bild 4. Verschiedene Möglichkeiten der Lampenausgänge

Für die Lampenanzeige gibt es verschiedene Möglichkeiten, deshalb wurde sie nicht in die Platine aufgenommen. Für bescheidene Ansprüche an die Helligkeit genügt es, Leuchtdioden (z. B. Monsanto MV 5054-rot, MV 5354 – gelb und MV 5254 – grün) über einen gemeinsamen Vorwiderstand von 220 Ω direkt an die Gatterausgänge anzuschließen (*Bild 4a*). Da jeweils nur eine Diode Strom führt (höchstens 15 mA) wird die IS dadurch nicht überlastet.

Höheren Ansprüchen an die Helligkeit genügen die Schaltungen nach *Bild 4b* und *c*. An ihr können die Leuchtdioden mit dem Maximalstrom von 35 mA beziehungsweise Signallampen mit einem Maximalstrom von 200 mA betrieben werden. Der Strom in den IS-Ausgang beträgt dabei maximal 5 mA.

Die günstigste Lösung ist allerdings ein zweistufiger Anzeigeverstärker nach *Bild 4d*. Lampen mit 0,5 A Nennstrom können angeschlossen werden. Die IS wird dabei fast nicht belastet, auch die Verlustleistung der Transistoren ist niedrig. Trotzdem empfehlen sich Kühlsterne auf den BC 140. Beim Entwurf des Netzteils muß aber berücksichtigt werden, daß nach dem Einschalten des Gerätes manchmal alle drei Anzeigelampen brennen. Ein Vorschlag: Zur Stromversorgung der Lampen verwendet man ein eigenes Netzteil ohne Stabilisierung und Siebmittel. Das ist billiger und wirksamer als alle anderen Lösungen. Einen Schaltungsvorschlag für das Netzteil zeigt *Bild 5*.

Stückliste der verwendeten Bauelemente

4 IS 7400
1 IS 7404
1 IS 7427
2 IS 7447
2 IS 7474
2 IS 7476
1 IS 7486
2 IS 7490
1 IS 74122
2 Minitron 3015 F
1 Widerstand 330 Ω
1 Widerstand 39 kΩ
1 Kondensator 100 pF
1 Elektrolytkondensator 4.7 µF/6 V
1 Elektrolytkondensator 2200 µF/3 V
1 Si-Diode z. B. 1 N 4148 (BAY 61)
3 BC 109 o. ä.
3 BC 140
3 Kühlsterne für TO-39
3 Widerstände 220 Ω
3 Widerstände 10 kΩ
2 Klingeltransformatoren (sek 8 V/1 A) o. ä.
2 Gleichrichter B 40 C 1000/1500 oder BY 164
1 Elektrolytkondensator 2200 µF/16 V
1 Spannungsregler 7805 auf Kühlblech 25 cm²
2 Tantalelkos 1 µF/16 V
Drucktaster z. B. Rafi 1.01102.074 (gelbe Drucktaster sind nicht handelsüblich, doch lasen sich weiße mit Lackfarbe dauerhaft einfärben)
Lampenfassungen z. B. Rafi 1.02011.021 mit Röhrenlampe E 10 (6 V, 3 W)
Gehäuse z. B. Teko Typ 364

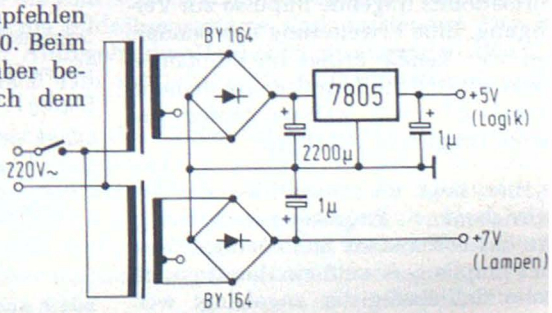


Bild 5. Vorschlag für ein Netzteil

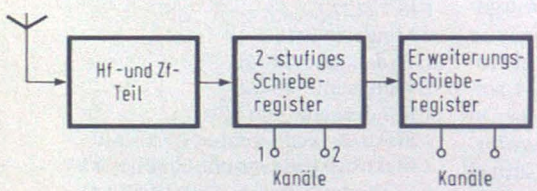
Wolfgang Kreinberg

Erweiterung einer Zwei-Kanal-Fernsteueranlage mit minimalem Aufwand

Die Ansprüche des Funkfernsteueramateurs wachsen, je mehr er sich mit seinem Hobby beschäftigt. Reichte zu Beginn eine Zwei-Kanal-Anlage zum Steuern von Schiffsmodellen aus, so ist der Betrieb eines komplizierteren Modells oder gar eines Flugzeuges nicht mehr möglich. Die Neuanschaffung einer mehrkanaligen Anlage ist eine Investition, die für einen technisch interessierten Bastler nicht unbedingt erforderlich sein muß. Der folgende Beitrag soll eine preisgünstigere Möglichkeit aufzeigen.

Prinzip der Erweiterung

Der Verfasser hat die Erweiterung einer Zwei-Kanal-Anlage durchgeführt an der Kombination FP – T 2 und FP – R 2 IC von Robbe.



◄ Bild 1. Prinzip eines Fernsteuerempfängers

Bild 1 zeigt das Prinzipbild eines Empfängers wie FP – R 2 IC. Die im Hf- und Zf-Teil des Empfängers ankommenden und aufbereiteten Signale werden zu digitalen Impulsen weiterverarbeitet, die von einem im Nf-Teil aus dem Empfangssignal erzeugten Takt in ein zweistufiges Schieberegister (z.B. MC 852 p) geschoben werden. An den Parallelausgängen des Schieberegisters stehen die Informationen für die einzelnen Kanäle an und können dort z.B. an Rudermaschinen weitergegeben werden.

Bei einer Zwei-Kanal-Anlage ist das Register zweistufig, d.h. außer dem Synchronisierimpuls stehen zwei Informationen tragende Impulse zur Verfügung. Eine Erweiterung des Senders auf vier Kanäle bringt im Empfänger zwei zusätzliche Impulse, die dementsprechend zwei weitere Stufen des Schieberegisters verlangen.

Hier liegt die Grundidee der beschriebenen Empfängererweiterung. An das vorhandene Schieberegister eines Empfängers muß ein derart gestaltetes Schieberegister angehängt werden, daß die Gesamtzahl der Schieberegisterstufen gleich der gewünschten Kanalzahl ist.

Realisierung

Eine preiswerte und energiesparende Lösung bietet das CMOS-Schieberegister CD 4015. Es enthält zwei 4stufige Schieberegister auf einem Chip. Aus einer 2-Kanal-Anlage läßt sich somit eine 6- oder gar eine 10-Kanalanlage realisieren.

Das Zusatzregister benötigt insgesamt vier Eingangsgrößen. Außer der Spannungsversorgung (+ 4,8 V und 0 V) und dem schon erwähnten Schiebetakt muß der Ausgang der vorhandenen Stufen angeschlossen werden. Dabei stehen alle Größen außer dem Schiebetakt ohne Eingriff in den Empfänger zur Verfügung, denn der Ausgang des vorhandenen Schieberegisters ist identisch mit dem letzten Kanal der vorhandenen Anlage, also dem Kanal 2 bei der Zwei-Kanal-Anlage.

Aus diesem Grunde muß theoretisch nur eine zusätzliche Leitung an die Empfängerplatine angelötet werden, die den Schiebetakt in die Erweiterungsschaltung überträgt. Der Anschlußpunkt für den Schiebetakt kann aus dem Datenblatt des verwendeten Schieberegisterbausteins entnommen werden. *Bild 2* zeigt die Anschlußbelegung des MC 852 P des Empfängers FP – R 2 IC von Robbe. In der Praxis hat es

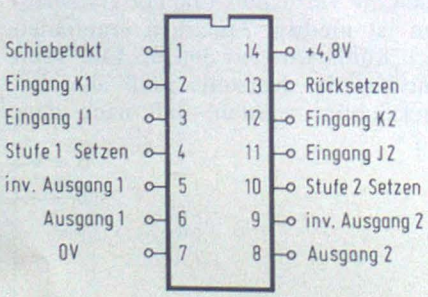


Bild 2. Anschlußbelegung des MC 852 P

sich jedoch als sinnvoll erwiesen, einen zusätzlichen Steckkontakt für die Empfängererweiterung anzubringen.

Beim Mustergerät wurde ein kompletter vieradriger Kabelbaum, ähnlich denen der beiden Kanäle, eingelötet. Auf diese Weise kann man die Empfängererweiterung steckbar anbringen, wenn sie auch tatsächlich benötigt wird. Die Stützpunkte zum Verlöten des Kabelbaumes ersieht man aus dem Datenblatt (Takt) bzw. aus der Verlötung des Kabelbaumes für den zweiten Kanal der Anlage. Das Prinzip der Verdrahtung zeigt *Bild 3*, die gestrichelten Verbindungen sind die zur Erweiterungsschaltung zusätzlich erforderlichen.

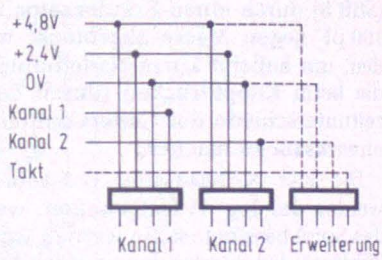


Bild 3. ► Verdrahtung der Kanalanschlußstecker und des Erweiterungssteckers

Ein Abgleich des Empfängers ist nicht notwendig, da der Eingriff nur im Nf-Teil erfolgt und keine Beeinträchtigung der Funktion des vorhandenen Empfängers mit sich bringt. Da ein CMOS-Schaltkreis nicht stark belastet werden darf, ist eine Leistungsanpassung an die folgenden Stufen, wie Fahrtregler oder Rudermaschinen, erforderlich. Diese Anpassung wird erreicht durch die beiden CMOS-Puffer-Schaltkreise vom Typ CD 4050, die je sechs Leistungstreiber enthalten. Es sind je zwei Treiber parallelgeschaltet, damit in jedem Fall eine Überlastung ausgeschlossen wird. Dadurch werden zwar nur sechs von den acht zur Verfügung stehenden Stufen des Registers ausgenutzt, aber zusammen mit den vorhandenen zwei Stufen stehen dann acht Kanäle zur Verfügung, die meist ausreichen. Der Anschluß der Rudermaschinen erfolgt wie beim Empfänger durch Kabelbäume und Steckkontakte.

Der Prototyp der Schaltung läuft seit einem halben Jahr zur vollen Zufriedenheit im Fischkutter Elke, und übernimmt dort die Steuerung der Ankerwinde, der Sirene und des Dieselgeräuschgenerators.

Dem Fortschritt der Halbleitertechnologie entsprechend beschrieb die FUNKSCHAU in der letzten Zeit zunehmend Schaltungen mit MOS- und CMOS-Bauelementen. Beim Nachbau durch „Steckenpferd-reitende" Leser starben solche Bauelemente manchmal den Heldentod, weil sie eine etwas vorsichtigere Behandlung erfordern als bipolare Halbleiter. Wie vorsichtig – das soll hier geklärt werden.

Herwig Feichtinger

Über den Umgang mit MOS-Bauelementen

Was ist MOS?

MOS ist die Abkürzung von „Metal Oxid Semiconductor", zu deutsch Metalloxid-Halbleiter. Die Technologie verwendet als aktive Elemente Feldeffekt-Transistoren, deren Gate durch eine dünne Oxidschicht vom Source-Drain-Kanal isoliert ist. Diese Technik ermöglicht sehr hohe Packungsdichten von integrierten Bauelementen auf einem Silizium-Chip; Taschenrechner-IS, Mikroprozessoren oder Uhren-IS sind Beispiele dafür.

Natürlich sind auch einzelne Feldeffekttransistoren (MOSFET) erhältlich, und zwar entweder mit einer (Single-Gate) oder mit zwei Steuerelektroden (Dual-Gate). IS in MOS-Technik lassen sich im wesentlichen in drei Gruppen einteilen, nämlich in P-Kanal-MOS, N-Kanal-MOS und Komplementär-MOS (abgekürzt CMOS). Für alle diese Bauelemente haben die nachfolgenden Überlegungen über statische Aufladungen die gleiche Bedeutung.

Die Gefahr des Gate-Durchbruchs

Die Steuerelektroden der Feldeffekttransistoren sind von den übrigen Elektroden praktisch ideal isoliert. Obwohl ihre Kapazität meist nur etwa 1,5...10 pF beträgt, kann sich eine aufgebrachte Ladung mehrere Sekunden lang halten, weil der Isolationswiderstand in der Größenordnung von $10^{11}\ \Omega$ liegt. Leider kann die isolierende Oxidschicht ähnlich wie bei einem Kondensator bei zu hohen Spannungen durchschlagen, wodurch der Feldeffekttransistor irreversibel beschädigt wird; die maximal verträgliche Spannung an der Steuerelektrode beträgt etwa 70 V. Bei einer Gatekapazität von 3 pF genügt daher bereits eine Ladung von nur $70\ V \cdot 3\ pF = 210\ pC$ (Picocoulomb) (!), um das MOS-Bauelement zu gefährden.

Solch geringe Ladungen sind leider auch im täglichen Leben zu finden: Teppiche, Gummischuhe, Kunststoffolien und -Tischplatten, Kleidungsstücke und ähnliche Dinge besitzen oft durch Reibungselektrizität eine zur Zerstörung von MOSFET oder MOS-IS völlig ausreichende statische Ladung. Besonders heimtückisch ist dabei, daß MOS-IS größtenteils auch noch nach einer solchen Beschädigung funktionieren, allerdings wird nur noch ein (u. U. großer) Teil der Funktionen ausgeführt. So kann es vorkommen, daß eine statische Beschädigung zunächst gar nicht als solche erkannt wird.

Diodengeschützte MOS-Bauelemente

Um die Eingänge von MOSFET und MOS-IS vor Überspannungen zu schützen, werden heute meist Dioden mitintegriert. *Bild 1* zeigt die verwendeten Schutzschaltungen für verschiedene Anwendungen. Obwohl diese Maßnahmen sehr wirksam sind, bieten sie doch keinen hundertprozentigen Schutz, denn die Schaltzeiten der Dioden sind meist länger als die zum Durchschlag der Gate-Isolation erforderliche Zeit. Diese Tatsache erklärt, warum auch derart geschützte MOS-Bauelemente noch anfällig gegenüber kurzen, steilen Impulsen sind, wie sie bei Funkenüberschlägen von statisch aufgeladenen Gegenständen vorkommen können.

Um solche gefährlichen Impulse etwas abzuflachen, enthalten die meisten CMOS- und MOS-IS an jedem ihrer Eingänge einen Widerstand, der zusammen mit der Eingangskapazität als RC-Tiefpaß wirkt. Ein höherer Widerstandswert würde zwar die Sicherheit gegenüber solchen Impulsen noch verbessern, andererseits ginge aber die Arbeitsgeschwindigkeit der IS zurück. An dieser Stelle muß noch erwähnt werden, daß zwar heute die meisten Hersteller ihre IS mit Dioden schützen (Ausnahme: Intersil!), daß sich aber die Qualität der Schutzschaltungen deutlich unterscheidet. Grob vereinfacht läßt sich sagen: Schnelle IS sind schlechter vor statischen Aufladungen geschützt als ihre etwas langsameren Artgenossen.

Vorsichtsmaßnahmen beim Umgang mit MOS

Verpackung

Die gefährlichen Augenblicke im Leben eines MOS-Bauelements sind sein

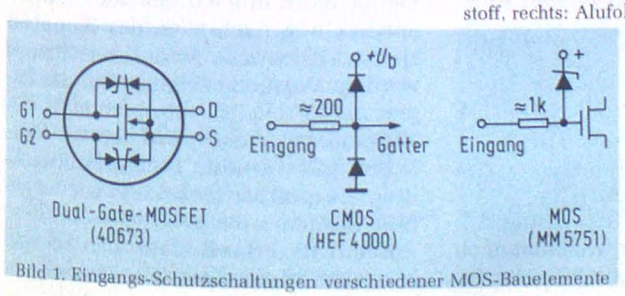


Bild 1. Eingangs-Schutzschaltungen verschiedener MOS-Bauelemente

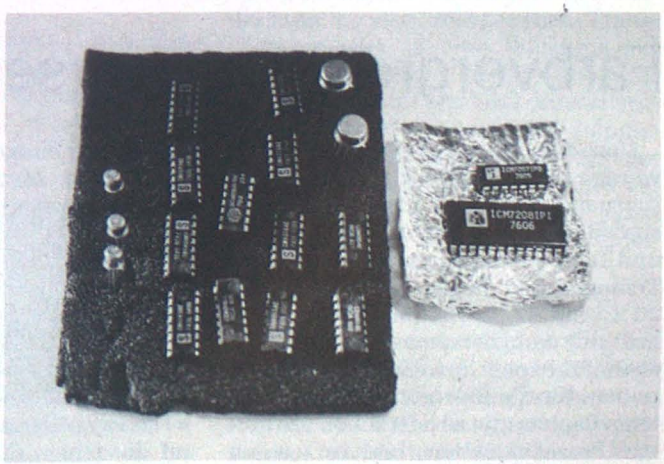


Bild 2. ▶ MOS-Bauelemente sollte man stets auf elektrisch leitendes Material stecken (links: graphitierter Schaumstoff, rechts: Alufolie)

Verpacken in mehr oder weniger geeignetes Material und sein Einbau in die Schaltung.

Als Schutzmaßnahme beim Verpakken hat es sich bewährt, die Anschlüsse in elektrisch leitendes Material zu stekken (*Bild 2*). Dafür eignet sich sowohl handelsübliche Aluminiumfolie, notfalls mit einem Stück Styropor als Trägermaterial, als auch der eigens für diesen Zweck hergestellte graphitierte Schaumstoff. Letzterer ist übrigens nicht einmal besonders gut leitend; zwischen zwei IS-Anschlüssen beträgt sein Widerstand immerhin noch einige hundert Kiloohm. Zumindest wird aber eine elektrostatische Aufladung mit Sicherheit vermieden.

Einbau

Der Einbau des Bauelements erfordert besondere Vorsicht. Bei IS ist in jedem Fall die Verwendung von Fassungen empfehlenswert, damit nicht direkt an den IS-Anschlüssen gelötet werden muß. MOS-Bauelemente sollten auch stets erst dann auf die Platine gesteckt oder notfalls gelötet werden, wenn alle anderen Bauteile bereits eingelötet sind. Dabei sollte man es sich zur Gewohnheit machen, mit den Fingern zuerst die IS-Verpackung zu berühren, dann die IS herauszunehmen, die Platine zu berühren und schließlich die IS auf die Platine zu setzen. Dadurch wird stets ein Potentialausgleich ermöglicht, der statische Aufladungen und Potentialdifferenzen an den IS-Anschlüssen vermeidet.

Diese Maßnahmen reichen aus, um diodengeschützte MOS-Bauelemente vor der Zerstörung zu bewahren. Ungeschützte Ausführungen, die zum Glück meist als solche bekannt sind (das Datenblatt enthält dann nämlich *nicht* den sonst üblichen Hinweis auf die Schutzdioden...) sollten mit noch größerer Vorsicht verarbeitet werden. Auch hier ist die Verwendung von Fassungen dringend zu empfehlen. Bewährt hat es sich, bei dem Einsetzen von ungeschützten IS diese in die rechte Hand zu nehmen und mit der linken Hand die Platine so zu halten, daß die Finger die Leiterbahnen berühren. Das Berühren der IS-Anschlüsse sollte zwar vermieden werden, ist aber ungefährlich, solange keine Potentialdifferenz auftritt; gefährlicher ist schon, wenn zwei Personen eine IS gleichzeitig anfassen.

Im Gegensatz zu IS werden ungeschützte MOSFET oft mit Kurzschlußbügeln auf den Anschlüssen geliefert. Diese kleinen Blechstreifen lassen sich auch nach dem Einbau der Feldeffekttransistoren noch abziehen, was die ungefährlichste Methode überhaupt ist. Trotzdem ist es ratsam, nach Möglichkeit diodengeschützte Bauelemente zu verwenden, deren Handhabung wesentlich unkritischer ist.

Offene Eingänge bei MOS- und CMOS-IS

Während integrierte Schaltungen in TTL-Technik sehr häufig auch mit einem oder mehreren offenen Eingängen betrieben werden (das entspricht hier dem Logikpegel „H" bzw. logisch „1"), ist dies bei MOS nur bedingt und bei CMOS überhaupt nicht zulässig. Denn während ein Transistor mit offener Basis keinen Kollektorstrom fließen läßt, ist der Betriebszustand eines MOSFET mit offenem Gate nicht definiert; es ist daher notwendig, den Eingang entweder mit Masse oder mit der Betriebsspannung zu verbinden. Um dies überflüssig zu machen, besitzen manche MOS-IS (z. B. viele Uhren-IS) an ihren

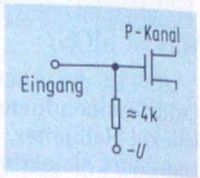


Bild 3. „Pull-up"-Widerstand zur Erzeugung eines definierten Logikzustandes bei offenem Eingang

Eingängen sogenannte „Pull-up"-Widerstände (*Bild 3*), die auch bei Nichtbeschaltung einen definierten Zustand erzwingen. Wegen des zusätzlichen Stromverbrauchs, den dieser Widerstand am Eingang hervorruft, wird in der CMOS-Technologie auf ihn verzichtet.

Unbenutzte Ausgänge dürfen und müssen dagegen freigelassen werden, denn bei den meisten MOS-IS ist ein dauernder Kurzschluß am Ausgang nicht zulässig.

Literatur

Integrierte Digitalschaltungen, LOCMOS-Reihe HEF 4000. VALVO, 1976.
CMOS Integrated Circuits. National Semiconductor, 1975.
MOS Integrated Circuits. National Semiconductor, 1974.

Eberhard Heinrich

Die Herstellung von Farbvergrößerungen ist problemlos geworden. – Das stimmt solange, bis man selbst damit anfängt. Nach den ersten „bunten" Bildern, nach dem anfallenden Ausschuß wird man selbstkritischer. Fazit: Man muß selbst versuchen, das Herstellen wirklich problemlos zu machen.

Farbvergrößerungen selbst gemacht

Von den Firmen Agfa, Kodak usw. werden für die Entwicklung der Bilder sogenannte Prozesse angegeben, diese sind für die verschiedenen Papiersorten und Temperaturen unterschiedlich. Die Temperaturen liegen heute zwischen 20 °C und 42 °C. Bei dem Papier wird man sich wohl dem kunststoffbeschichteten PE-Papier zuwenden. Wie auch immer, für die Bearbeitung des belichteten Papiers gibt es jetzt schon zahlreiche Prozeßvarianten, und es werden wohl noch einige dazukommen. Als Beispiel hier der 25°-Prozeß von Agfa:

	t	t gesamt
1. Entwickeln	5'	5'
2. Stoppbad	2'	7'
3. Wässern	2'	9'
4. Bleichfixieren	5'	14'
5. Wässern	6'	20'
6. Schlußbad	2'	22'

Die Herstellerangaben beziehen sich auf die reinen Einwirkungszeiten der Chemikalien. Nun kann man aber das Papier nicht einfach bei der Schalenentwicklung nach 5' in das Stoppbad ziehen. Es würde zuviel verschleppt werden. Versuche zeigten, daß das Papier ca. 15" bis 25" abtropfen muß, bevor es in das nächste Bad kommt. Ähnliches gilt für die Trommelentwicklung, sie muß leerlaufen und wieder gefüllt werden.

Der reale Prozeß sieht also so aus: (Angaben hinter dem Schrägstrich be-

ziehen sich auf die Trommelentwicklung)

1. 0	bis 4'35"	entwickeln
2. 4'35"	bis 4'59"	abtropfen/leeren und füllen
3. 4'59"	bis 6'35"	stoppen
4. 6'35"	bis 6'59"	abtropfen/leeren und füllen
5. 6'59"	bis 8'35"	wässern
6. 8'35"	bis 8'59"	abtropfen/leeren und füllen
7. 8'59"	bis 13'35"	bleichfixieren
8. 13'35"	bis 13'59"	abtropfen/leeren und füllen
9.13'59"	bis 19'35"	wässern
10.19'35"	bis 19'59"	abtropfen/leeren und füllen
11.19'59"	bis 21'35"	Schlußbad
12.21'35"	bis 21'59"	abtropfen/leeren

Man sieht, es sind 12 Zeitpunkte, die nicht übersehen werden dürfen und daher akustisch angezeigt werden müssen. Das vorgestellte Gerät erlaubt nun in einem Zeitraum von 0 bis 60 min 12 Befehle auf die Sekunde genau vorzuprogrammieren, womit ein Fehler hier ausgeschlossen ist. Wenn die Temperatur eingehalten wird, ist dieses Steuersystem so genau, daß ein Poster aus sechs Einzelbildern 24 x 30 cm² zusammengesetzt – die nacheinander einzeln entwickelt wurden – keinen Übergang erkennen läßt. Die Temperatur sollte mit einer der bekannten Schaltungen auf ± 1 °C für den Entwickler und etwa ± 2 °C für alle anderen Bäder konstant gehalten werden.

Man kann sich nun mit einem akustischen Zeichen begnügen oder Anfang und Ende einer Einwirkung unterschiedlich anzeigen. Es ist z.B. möglich, bei Trommeln die Rotationsmaschine zu stoppen und zu starten. Versierten Bastlern auf mechanischem Gebiet wird wohl die Möglichkeit einer vollautomatischen Steuerung einfallen, auch diese zeitgenaue Prozeßsteuerung kann von dem Gerät geliefert werden. Jede neue, mögliche Variante ist steckbar (lötbar). Der Ausschuß sinkt auf die Hälfte, denn die Verarbeitung des belichteten Papiers ist zu einer Konstanten geworden.

Nun zur Belichtung. Wir gehen davon aus, daß die genaue Belichtungszeit ermittelt wurde. Sie liegt z.B. als 77" bei Blende 8 vor und nicht als 1'17". Das erfordert für den Belichtungsvorgang nicht Uhren- sondern Dezimalbetrieb, daher ist das Gerät umschaltbar.

Man schaltet also auf „Vorwahl", gibt die Zeit ein, dazu dienen drei keramische 10 (11)-Stufenschalter. Die Betriebsart ist Dezimalbetrieb. Nach dem Drücken der Starttaste läuft die Belichtung ab. Die Anschlußmöglichkeiten

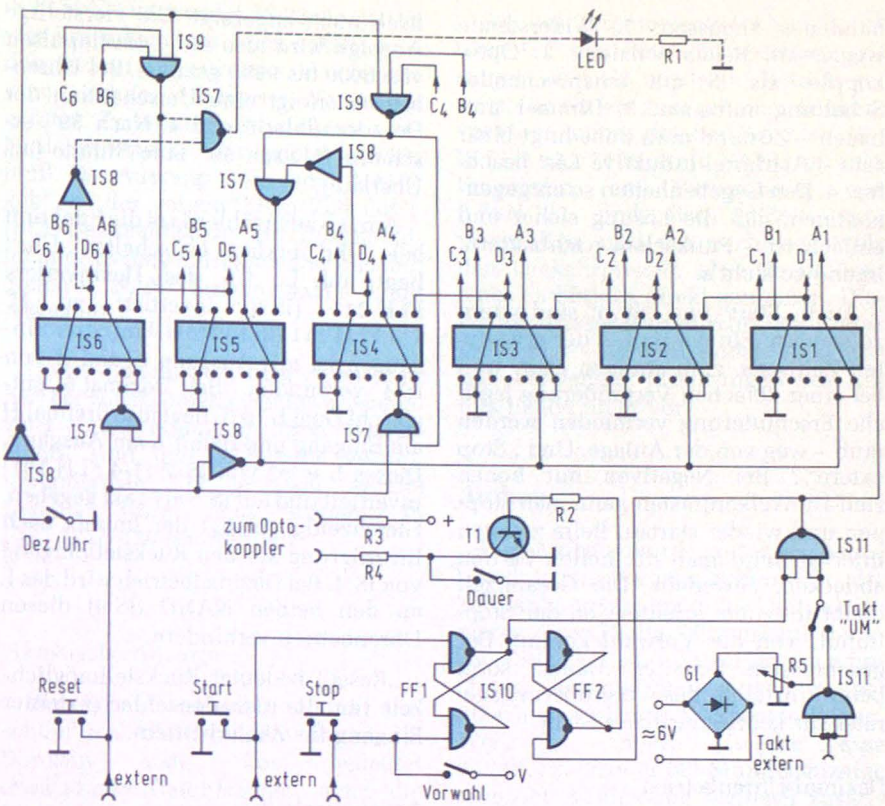


Bild 1. Zähleinheit mit den sechs Dekadenzählern

für Start, Stop, Reset und Takt von externer Quelle sind vorgesehen, um exakte Lichtmessungen und Filterbestimmungen mit dem Gerät als Zähler vornehmen zu können. So wie dieses Gerät aus den Fehlschlägen der Praxis geboren ist, sind hier auch vier verschiedene Verfahren in Erprobung, die dann auch die anderen Schwierigkeiten ausräumen sollen.

Zur Belichtungsmessung stehen folgende Verfahren zur Erprobung:

1. Lichtabhängiger RC-Generator (Licht-Frequenzwandler)
2. IS-Schaltung auf Komparatorbasis
3. Zeitmessung über Ladezeit eines Integrationskondensators
4. Anzeige über Meßverstärker.

Daher die externen Eingänge, ähnliches gilt für die Filterbestimmung.
Sämtliche käuflichen Geräte sind entweder bezahlbar und zu umständlich (zuviel Schritte) oder aber unbezahlbar. Der Vorschlag des Autors lautet:

1. Simultanmessung der Filterfaktoren und der Belichtungszeit.
2. Integral- oder Spotmessung (wegen der Farbdominanten) nach Wunsch.
3. Einfaches, nachbausicheres Gerät. – Hier sei gesagt: Bei einer Posterherstellung oder Ausschnittsvergrößerung kommen Beleuchtungsstärken kleiner 1 Lx vor.–

Die besten Ergebnisse wurden mit Lichtleitfaserbündeln erzielt. Das ist der nächste Schritt.

Schaltungsbeschreibung

Bild 1 zeigt die Zähleinheit mit sechs Dekadenzählern FLJ 161/7490, der Steuereinheit FLH 101/7400, den Impulsformern FLH 351/7413 und der Umschaltung von Dezimal- auf Uhrenbetrieb mit FLH 101/7400, FLH 111/7410 und FLH 211/7404. Die Steuereinheit setzt über einen Transistor den Optokoppler (galvanische Trennung), dieser die Vergrößerungslampe in Betrieb.

Takt

Zur Taktgewinnung wird die 50-Hz-Netzfrequenz verdoppelt. Zur Anpassung an den vorhandenen Transformator oder an eine Wicklung auf dem Netztransformator für die Stromversorgung dient ein 1-kΩ-Einstellregler. 1/2 FLH 351 arbeitet als Impulsformer und in Verbindung mit der Steuereinheit als Tor. Umschalter auf „Takt extern" ermöglicht mit einer Zeitbasiseinheit z.B. Frequenzzählerbetrieb (Lichtmessung).

Steuereinheit

„Start" und „Stop" kippen Flipflop 1–1/2 FLH 101 (IS 10). Flipflop 2 öffnet oder sperrt die Tor-IS und steuert den BC 238 (BC 108). An dieser galvanischen Trennstelle sollte man an Vor-

handenes anpassen: 1. Widerstände weglassen, Relais schalten. 2. Optokoppler als IS mit entsprechender Schaltung aufbauen. 3. Dimmer umbauen – Zustand muß unbedingt binär sein – Achtung! Induktive Last beachten. 4. Den Gegebenheiten so entgegenkommen, daß die Lösung sicher und einfach ist – Funkschau nachblättern, irgendwo steht's.

Auch „Start" und „Stop" sind extern zu steuern. Einmal wegen der erwähnten Zeitbasis, zum anderen aber, weil bei einer 30fachen Vergrößerung jegliche Erschütterung vermieden werden muß – weg von der Anlage. Und „Stop extern"? Bei Negativen mit hohen Hell-Dunkelkontrasten kann man stoppen und wieder starten. Beim zweiten Intervall wird man die hellen Partien abdecken, abwedeln. Die Gesamtzeit bleibt trotzdem erhalten, da der Stopimpuls von der Vorwahl kommt. Der geschlossene Schalter „Dauer" sorgt beim Einstellen des Vergrößerungsgerätes für kontinuierliches Licht.

Dezimal-Uhrenbetrieb

In Stellung Dezimalbetrieb folgt die Zähleinheit der natürlichen Zahlenfolge von 000000 bis 999999. Im Gerät werden die beiden letzten Ziffern optisch nicht angezeigt. Die vierstellige Anzeige wird also mit 1-Hz-Impulsen von 0000 bis 9999 getaktet. Bei Uhrenbetrieb erfolgt eine Umschaltung der Dekadenzähler 6 und 4. Nach 59" erscheint 1', nach 59" eine Stunde (als Überlauf).

Am Dekadenzähler 4 sei die Funktion bei „Uhr" erklärt. Umschalter „Uhr" liegt auf L, 1/6 des Hexinverters FLH 211 (IS 8) invertiert zu H. 1/3 FLH 111 (IS 9) NAND mit drei Eingängen ist mit Ausgang C und B von IS 4 verbunden. Bei Dezimal 6 entspricht Dual L HHL liegt nun dreimal H am Eingang und damit L am Ausgang. Dieses L wird von IS 7 (1/4 FLH 101) invertiert und auf IS 5 als Takt gegeben. Gleichzeitig gelangt der Impuls nach Invertierung auf den Rückstelleingang von IS 4. Bei Dezimalbetrieb wird das L an den beiden NAND (IS 9) diesen Uhrenbetrieb verhindern.

„Reset" bedeutet Rückstellmöglichkeit für alle Dekadenzähler (externer Eingang für Zählerbetrieb).

Anzeigeeinheit

Der Stand jedes Dekadenzählers (*Bild 2*) könnte angezeigt werden. Von den möglichen 6 Sieben-Segmentanzeigen werden vier eingesetzt: Sekundeneiner bis Minutenzehner (0000 bis 9999). Die BCD-Eingänge der IS FLL 121/7447 werden mit den Dekadenzählerausgängen verbunden. Die Segmentanzeigen sollten abschaltbar sein, da sie beim Belichtungsvorgang unter Umständen Fehllicht auf das Papier bringen. Blaue Schatten und Tönungen sind die Folge.

Zeitvorwahl

Die Belichtungszeit kann über drei Schalter vorgewählt werden: 0,1 s bis 99,9 s sind einstellbar. 3 x H am Eingang der IS 9 1/3 FLH 111/7410 ergibt L am Ausgang und bei geschlossenem Vorwahlschalter Stopbefehl. Es ist ratsam, gute Zehn-Stufenschalter zu verwenden, bei denen man am Einrasten die Ziffer erkennen und mitzählen kann. Die Einstellung wird selten bei Licht vorgenommen werden können, da man hintereinander z. B. 16 Bilder à 7 cm x 10 cm belichtet.

Prozeßsteuerung

Die BCD-Ausgänge der Dekadenzähler 2 bis 6 sind mit den fünf BCD-Dezimaldekodern FLH 281/7442 verbunden. An die Dezimalausgänge von IS 12 bis IS 15 sind 6 FLH 211/7404 ange-

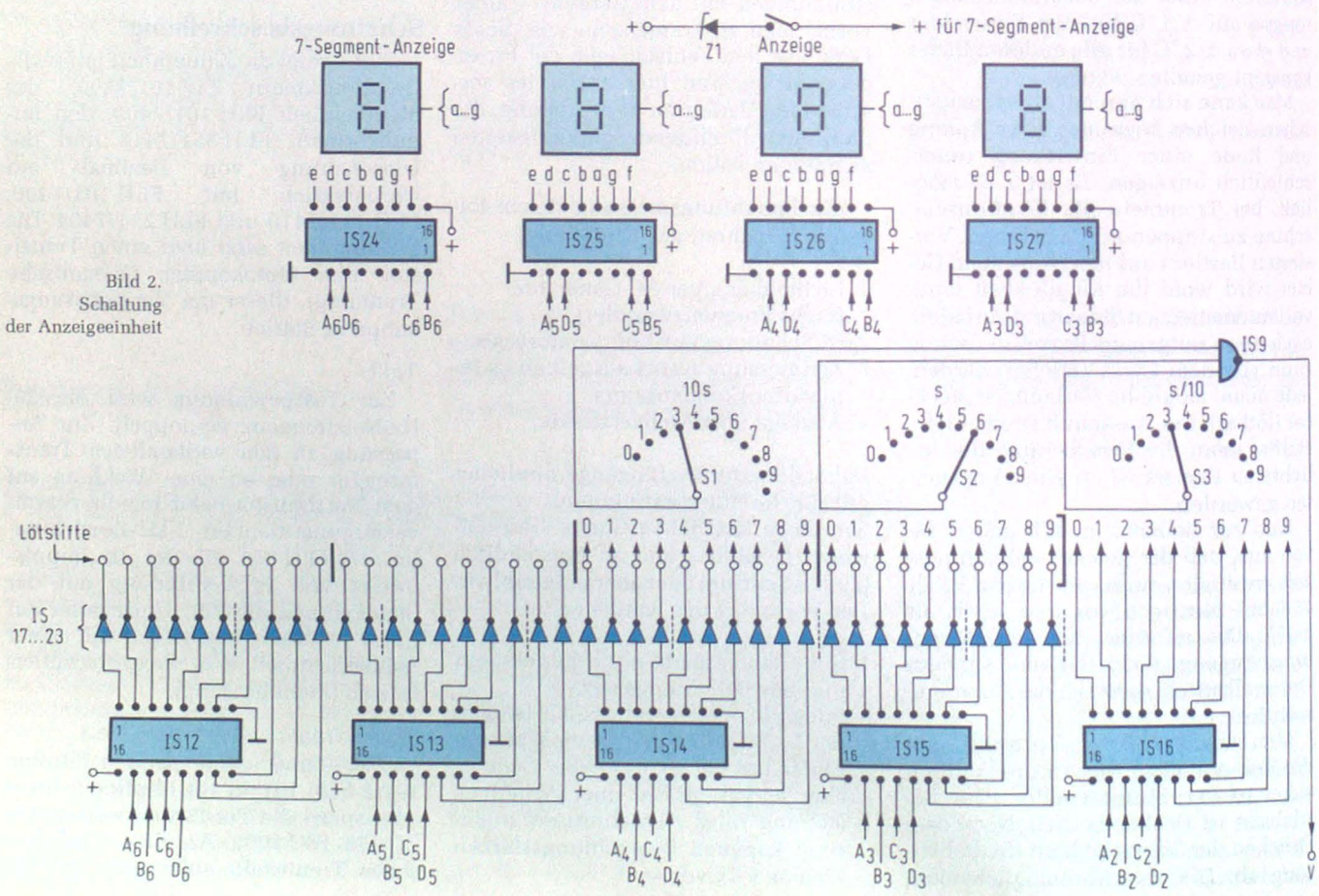


Bild 2. Schaltung der Anzeigeeinheit

schlossen. Das sind sieben Hexinverter IS 17 bis 23. Die 40 Ausgänge der Hexinverter werden an 40 Lötstifte, Buchsen oder dergleichen geführt. Je 10 Stifte gehören zu je einer Dekade. Vier Dekaden sind vorhanden: Sekundeneiner, Sekundenzehner, Minuteneiner und Minutenzehner. Bei den beiden Sexagesimalzahlen hätten sich zwei mal vier gleich 8/6 FLH 211 einsparen lassen.

Die IS FLH 121/7420 (*Bild 3*) ist ein Zweifach-NAND mit je vier Eingängen. Für 12 Zeitpunkte sind hier sechs IS FLH 121 verwendet, IS 28 bis 33. Die vier Eingänge eines jeden NAND werden nun an die gewünschten Lötstifte Einer, Zehner, Hunderter, Tausender geführt. Zu beachten ist, daß auch die Null mitgesteckt oder gelötet werden muß. Der Ausgang eines jeden NAND geht bei der vorgewählten Zeit auf L (BCD-Dezimaldekoder für Dezimalziffer am Ausgang L. Hexinverter gleich L gleich H. NAND-Eingang 4xH = L am Ausgang).

Dieses L kann nun (über einen Treiber) bei vollautomatischer Prozeßsteuerung einen Vorgang auslösen. Wie erwähnt sind hier 12 Befehle vorprogrammierbar. Für je zwei weitere Befehle wäre eine weitere IS FLH 121/7420 erforderlich.

Stückliste

G1		4 Silizium-Dioden oder Graetz-Gleichr.
IS 1 bis 6	FLJ 161	7490
IS 7	FLH 101	7400
IS 8	FLH 211	7404
IS 9	FLH 111	7410
IS 10	FLH 101	7400
IS 11	FLH 351	7413
IS 12 bis 16	FLH 281	7442
IS 17 bis 23	FLH 211	7404
IS 24 bis 27	FLL 121	7447
IS 28 bis 33	FLH 121	7420
IS 34 und 35	FLH 131	7430
IS 34 bis 36	FLH 101	7400
LED 1 bis 3	Leuchtdiode rot oder grün	
R 1, 6, 7	470 Ω	
R 2	1,5 kΩ	
R 3 u. 4	220 Ω	
R 5	1 kΩ Einstellregler	
Sieben-Segment-Anzeigen	4 Stück nach Geschmack und Angebot	
Schalter:	drei 10-(11)Stufenschalter fünf Schalter 1x Ein ein Schalter 1x UM	
T1	BC 238/237/108/107 usw.	
Tasten:	drei Drucktastenschalter	
Z1: ZL 3,6	oder 5 Silizium-Dioden in Reihe	

Akustische Anzeige

Die Schalenentwicklung bis einschließlich Bleichfixieren findet im Dunkeln statt. Das bedeutet etwa 14 min Gefühlsarbeit, denn die Dunkelkammerlampe kann allenfalls zur Orientierung dienen. Hier zeigt nun nach Wunsch ein akustisches Signal an, daß ein Vorgang anfängt oder beendet ist. Es ist auch hier die Möglichkeit aufgezeigt, Anfang und Ende jeder Einwirkung unterschiedlich anzuzeigen. Ein L an einem der beiden FLH 131/7430 läßt am Ausgang H erscheinen. Über einen Treiber kann ein Gong (elektronisch) anschlagen. G1 und G2 sind für zwei unterschiedliche Signale, G ist für eine Information gedacht. Selbstverständlich können hier auch zwei LED eingesetzt werden (Grün = Beginn, Rot = Ende). Das kurze Aufleuchten von 1" stört nicht, wenn das Licht nicht direkt auf das Papier fällt.

Bei der Trommelentwicklung wird über G1 die Rotationsmaschine gestoppt, über G2 wieder in Betrieb gesetzt. Das erzieht zum genauen, flinken, vor allem immer gleichen Arbeiten. Die IS FLH 131/7430 ist ein NAND mit acht Eingängen, bei Verwendung von 8 FLH 121 sind also 16 Zeitpunkte vorwählbar, und das reicht sogar für den Umkehrprozeß, also Herstellung eines Farbbildes direkt von einem Diapositiv. Dieser Prozeß wird von Kodak propagiert – es wird Kodak 14 RC-Papier verwendet; Erfahrungen des Autors liegen nicht vor.

Aufbau

Der Aufbau wurde auf zwei Veroboardplatten vorgenommen. Für die Zähleinheit wäre auch das Umfunktionieren einer Digital-Uhrenplatte denkbar. IS-Sockel sind unbedingt zu empfehlen. Externe Steuerungen sollten über abgeschirmte Nf-Kabel erfolgen. Wer für andere Zwecke eine 24 (48, 72, 96 oder 99)-Stundenanzeige wünscht, kann ohne weiteres zusätzlich zwei FLJ 161 und passende Anzeigen, Dekoder und eine Prozeßsteuereinheit einsetzen.

Der Aufbau der einzelnen Einheiten läßt sich beliebig variieren: 1. Sieben-Segment-Anzeige weglassen – akustisches Signal genügt. 2. Nur Sieben-Segment-Anzeige – ständig auf der Lauer liegen. 3. Wenn bei Trommelentwicklung die Naßbearbeitung in einem anderen Raum, z. B. Bad oder Küche, stattfindet, so kann eine Zähleinheit nur mit der Prozeßsteuereinheit dort aufgebaut werden.

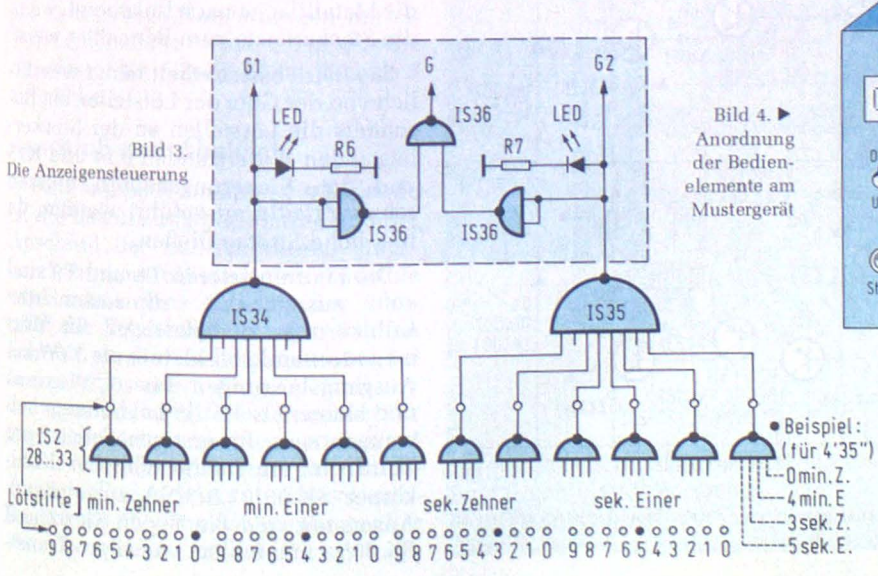


Bild 3. Die Anzeigensteuerung

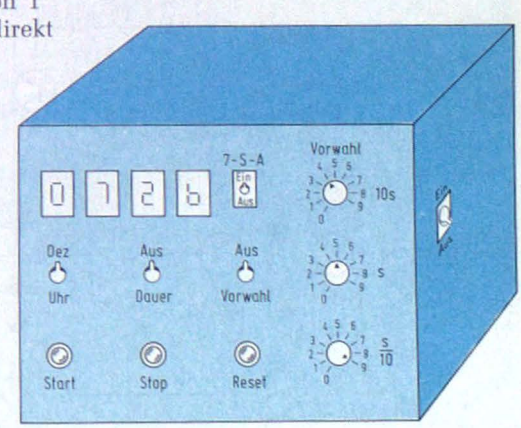


Bild 4. ▶ Anordnung der Bedienelemente am Mustergerät

Bild 4 zeigt die Anordnung der Bedienteile am fertigen Gerät. An der Rückseite befindet sich eine 5polige Buchse für die Fernbedienung. Auch die anderen Ausgänge sind dort angebracht.

Michael Stühr

In der diskreten Schaltungstechnik von Hi-Fi-Endstufen hat sich in den letzten Jahren wenig getan: Einige Grundschaltungen werden in vielzähligen Varianten präsentiert. Neue Wege wurden nur sehr vorsichtig beschritten und führten kaum zu Verbesserungen, die hörbar wären. (‚Digitale Endstufe', Quad-Prinzip). Im Folgenden soll eine Stereo-Endstufe vorgestellt werden, welche speziell für Laien und Bastler entwickelt wurde, das heißt, besonderes Augenmerk wurde auf die Einfachheit und Nachbausicherheit gelegt.

Hi-Fi-Stereo-Endstufe mit neuem Konzept

Daß dies nicht im Gegensatz zu besten Ergebnissen steht, zeigen die technischen Daten des Verstärkers. Außerdem wurde Wert auf professionellen Aufbau der gedruckten Schaltung gelegt, es wird zum Anschluß eine genormte (!) 31polige Steckerleiste verwendet.

In der Schaltung wird das Prinzip der Spannungssteuerung der Endtransistoren angewandt, wodurch trotz geringen Ruhestroms die Übernahmeverzerrungen gering bleiben. Die Endstufe dürfte auch für Leistungsfanatiker geeignet sein: In Brückenschaltung wurden Leistungen von über 140 Watt Sinus gemessen!

Die Schaltung

Die Schaltung der Endstufe zeigt *Bild 1*. Die Transistoren T1 und T2 arbeiten als Differenzverstärker hoher Verstärkung; sie bekommen ihren Emitterstrom über R6 eingeprägt. Die Z-Diode D4 ist mit dem Tantalkondensator C3 überbrückt, um das Eigenrauschen des Differenzverstärkers niedrig zu halten. T3 wirkt als zweite Differenzstufe und sorgt für eine Stabilisation des Arbeitspunktes, wobei das RC-Glied R10, C11 für den hohen Fremdspannungsabstand verantwortlich ist. Der Transistor T4 bildet die Ansteuerstufe für die Endtransistoren, er sollte eine Stromverstärkung größer 100 bei 10 mA Kollektorstrom haben.

Die Treiber- und Endtransistoren T6...T9 werden durch den Vorstrom über D1...D3 so eingestellt, daß ein geringer Ruhestrom fließt. Dabei muß die Spannung über der Diodenstrecke zwischen 2,0 V und 2,2 V liegen, es können deshalb hier nur Dioden 1. Wahl verwendet werden. Die Treiber T6 und T7 benötigen aufgrund des neuartigen Prinzips der Spannungssteuerung Kühlkörper nur bei Leistungen über 60 W Sinus. Auch dann genügen einige cm^2 geschwärzten Al-Blechs.

Die Spannungssteuerung bringt den Vorteil geringer Übernahmeverzerrungen, auch bei sehr geringem Ruhestrom. Dadurch ist eine gute Temperaturstabilität gewährleistet. Das RC-Glied R1, C1 im Eingang sowie die Kondensatoren C3...C12 dienen zur Schwingunterdrückung und Stabilität der Endstufe. Die Dioden D5 und D6 halten die von den Lautsprechern kommenden Induktionsspannungen von den Endtransistoren fern. Die Endtransistoren T8 und T9 sind nicht auf der Platine, sie sind extern auf Kühlkörper montiert.

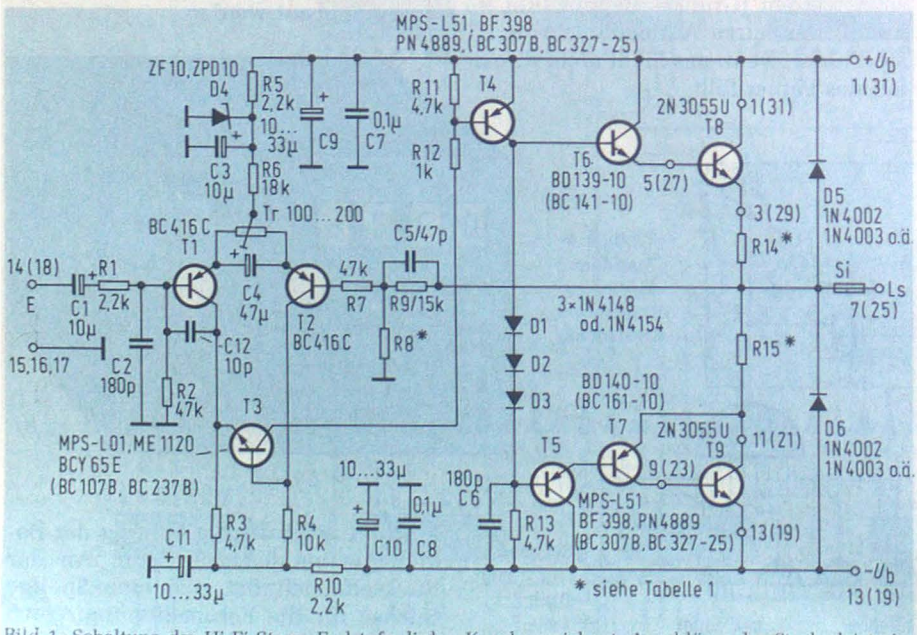


Bild 1. Schaltung der Hi-Fi-Stereo-Endstufe, linker Kanal gezeichnet, Anschlüsse der Steckerleiste in Klammern für rechten Kanal

Mechanischer Aufbau

Die Endstufe ist für Stereo- oder Brückenbetrieb gedacht und deshalb zweimal auf der Grundplatine (*Bild 2*) von 10 cm x 10,5 cm untergebracht. Sie ist steckbar mittels einer 31poligen Steckerleiste (Siemens, Amphenol-Tuchel u. a.) und kann zusätzlich mittels zweier Schrauben M3 verschraubt werden.

Bestückung

Die Platine wird nacheinander mit Widerständen, Kondensatoren und Halbleitern bestückt (*Bild 3*). Widerstände und Kondensatoren sind so dicht wie möglich auf der Platte zu montieren, Transistoren sollten einen Abstand von ca. 5 mm haben. Beim Bestücken ist auf die Polarität der Elektrolytkondensatoren zu achten, besonders Tantalkondensatoren sind sehr empfindlich gegen Verpolung. Die Transistoren T1 und T2 sind so zu montieren, daß sich die Gehäuse berühren; vor der endgültigen Inbetriebnahme sind beide mit Kerzenwachs oder Wärmeleitpaste zu umhüllen, um sie auf gleichem Wärmepotential zu halten. Bei Verwendung der Hochvolttransistoren MPSL-01, MPSL-51, PN 4989 (T3, T4, T5) ist auf die Anschlußfolge zu achten! Das mittlere Beinchen ist nach der abgeflachten Seite hin zu biegen. Die Transistoren BD 139/BD 140 (T6, T7) sind so in die Platine einzusetzen, daß die Metallfläche nach links zeigt, wenn die Steckerleiste zum Betrachter weist.

Die Betriebssicherheit hängt wesentlich von der Güte der Lötstellen ab. Besonders die Lötstellen an der Steckerleiste, den Widerständen R14 und R15 und den Sicherungshaltern müssen sehr sorgfältig ausgeführt werden, da hier hohe Ströme fließen.

Die Endtransistoren T8 und T9 sind auf ausreichend dimensionierten Kühlkörpern zu befestigen. Ihr Wärmewiderstand soll kleiner als 3°/W bei Ausgangsleistungen bis 60 W sinus und kleiner als 1,5°/W bei höheren Leistungen sein. Im ersteren Fall ist pro Transistor ein handelsüblicher Kühlkörper SK 03/37,5/3/SA ausreichend. Ansonsten sind die Typen SK 02 und SK 08 zu empfehlen, wobei pro Transi-

stor eine Länge von mindestens 75 mm vorzusehen ist.

Die Schmelzsicherung im Lautsprecherausgang macht die Endstufe kurzschlußfest und schützt die Lautsprecher vor Zerstörung, wenn die der Leistung entsprechenden Werte verwendet werden (*Tabelle 1*). *Tabelle 2* nennt die Technischen Daten des Verstärkers.

Stabilität

Der Verstärker ist mit den für C2...C12 angegebenen Werten und Bauformen stabil bei allen ohmschen und induktiven Lasten. Allerdings erfordert das auch einige Sorgfalt im Aufbau. Die Betriebsspannungsleitungen und die Leitungen zu den Endtransistoren sollten einen Querschnitt von mindestens 1 mm² haben und möglichst kurz sein. Die Masse der Lautsprecherbuchsen darf auf keinen Fall an die Steckerleiste der Endstufe angeschlossen werden; sie ist direkt mit dem Massepunkt am Netztransformator zu verbinden. Masseschleifen sind unbedingt zu vermeiden. Außerdem dürfen die Kühlkörper nicht direkt auf das Chassis montiert werden, falls ein Metallchassis und -gehäuse verwendet wird, sondern müssen isoliert (Distanzröllchen oder Plastikmuttern) befestigt werden. Auf gar keinen Fall darf ein geerdetes Metallchassis gleichzeitig als Kühlkörper benutzt werden, d.h. die Transistoren dürfen nicht auf das Chassis montiert werden.

Die beste Stabilität ergibt sich, wenn für jeden Transistor ein separates, isoliertes Kühlblech vorgesehen wird. Weiterhin sollte als Lautsprecherkabel keine abgeschirmte Leitung Verwendung finden (wie oftmals in der Bühnentechnik üblich), durch die hohen Widerstands- und Kapazitätsbeläge der Kabel kann Schwingneigung auftreten. Brauchbar sind handelsübliche Lautsprecherkabel 2 x 0,75 mm² (NYFAZ), besser sind, gerade für hohe Leistungen, zweiadrige Netzleitungen mit einem Querschnitt von 1,5 mm². Die Stückliste des Geräts ist in *Tabelle 3* aufgeführt.

Anschluß und Abgleich

Vor der Inbetriebnahme der Endstufe ist die Bestückung der Platine und der Anschluß der Endtransistoren eingehend zu kontrollieren. Die Endstufe wird zuerst ohne Lautsprecher überprüft die Betriebsspannungen werden kontrolliert; die Ausgangsspannung bei kurzgeschlossenem Eingang muß 0 V betragen. Sie ist mit dem Trimmer Tr1 nach einer Anwärmzeit von 10 min auf genau 0 V abzugleichen. Der Ruhestrom der Endstufe ist automatisch richtig eingestellt, wenn die Spannung über D1...D3 zwischen 2,0 V und 2,2 V liegt.

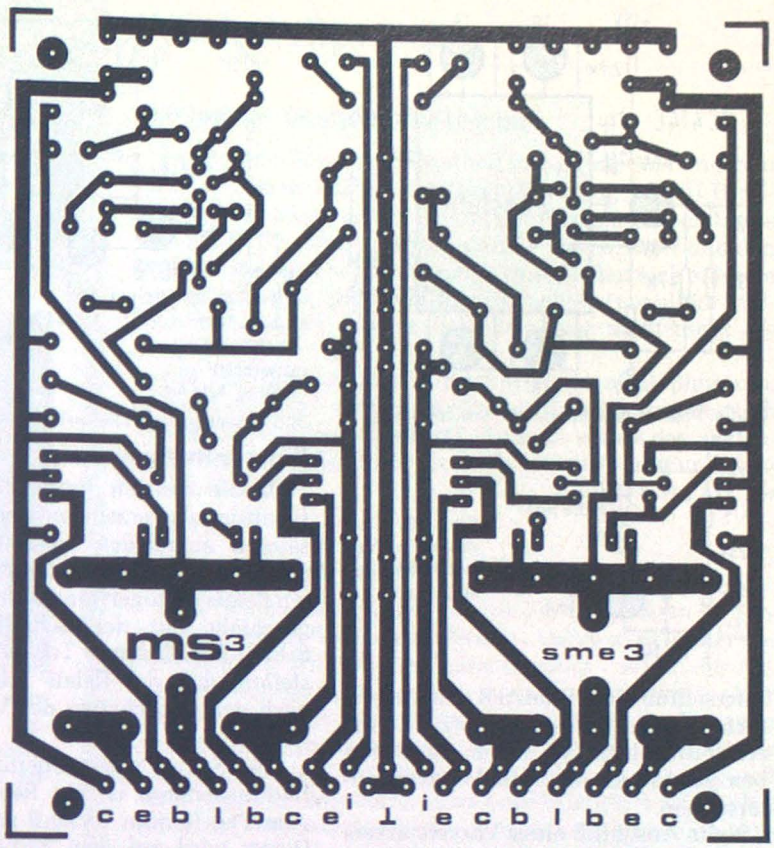


Bild 2. Platine des Verstärkers

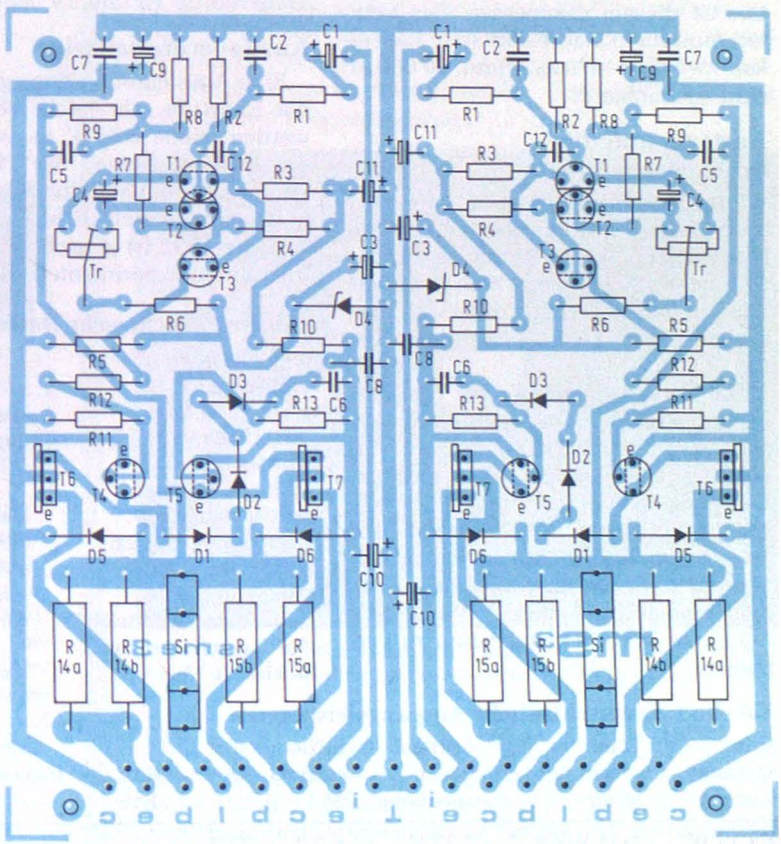


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

An der Referenzdiode D4 muß ein Potential von +10 V herrschen.

Es ist unbedingt darauf zu achten, daß die Betriebsspannung nicht ±35 V überschreitet, da die zur Abblockung verwendeten Tantalkondensatoren sehr empfindlich gegen Überspannung sind. Diese zerstören dann durch ihren

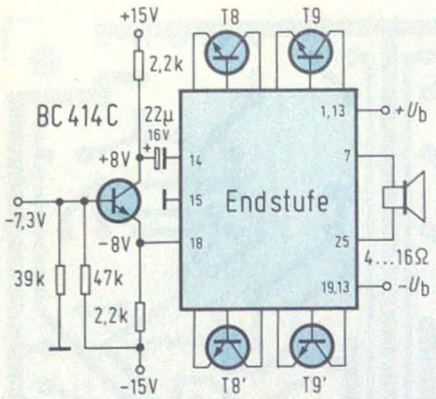


Bild 4. Phasenumkehrstufe mit Anschlußplan

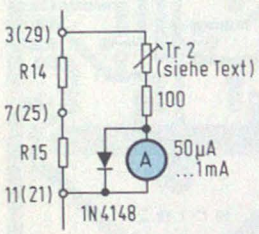


Bild 6. Anschluß der Aussteuerungsinstrumente

Kurzschluß die im Netzteil enthaltenen Sicherungen. Sollten im Netzteil ohne ersichtlichen Grund Sicherungen sterben, sind zuerst die Tantalelkos zu untersuchen.

Beim Anschluß eines Vorverstärkers ist die Polung des Eingangskondensators C1 diesem anzupassen. Das Netzteil muß nicht stabilisiert sein; Ladeelkos zwischen 4700 µF und 10 000 µF sind ausreichend.

Ansteuerstufe für Brückenschaltung

Für Ausgangsleistungen von über 60 W Sinus sind die zwei auf der Platine enthaltenen Endstufen in Brücke zu schalten. *Bild 4* zeigt eine geeignete Ansteuerstufe, welche die zwei phasengedrehten Steuerspannungen liefert.

Die Betriebsspannung für die Phasenumkehrstufe sollte stabilisiert sein. Sie kann möglicherweise aus der Versorgung des Vorverstärkers entnommen werden; die Spannung sollte zwischen ±12 V und ±18 V liegen. Auf keinen Fall sind die Betriebsspannungen der Endstufe zu verwenden, bzw. diese sind ausreichend zu stabilisieren, um einen lästigen Netzbrumm zu vermeiden.

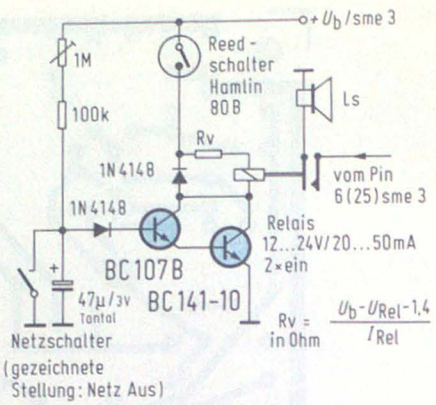


Bild 5. Lautsprecher-Einschaltverzögerung

Einschaltverzögerung

Da die meisten Vorverstärker Einschaltimpulse erzeugen, weil Kondensatoren aufgeladen werden müssen, empfiehlt es sich, die Lautsprecher über ein Relais verzögert einzuschalten. Dies geschieht mit der Schaltung nach *Bild 5*. Der Trimmer Tr2 ist so einzustellen, daß das Relais ungefähr 3 s nach dem Einschalten des Verstärkers anzieht.

Zum Schutz gegen Überhitzung der Endtransistoren ist ein Reed-Schalter vom Typ Hamlin TS 80-B vorgesehen. Dieser wird auf dem Kühlblech der Transistoren T8 und T9 befestigt.

Aussteuerungsanzeige

Eine Aussteuerungsanzeige kann bei der Endstufe sehr leicht verwirklicht werden, siehe *Bild 6*. Es wurde eine Spitzenwertanzeige des Endstufenstromes, der ein Maß für die Ausgangsleistung ist, verwirklicht. Der Wert des Trimmers Tr2 ist je nach verwendetem Instrument experimentell zu ermitteln.

Tabelle 2. Technische Daten

1 kHz, ±18 V:	2 x 15 W
1 kHz, ±25 V:	2 x 30 W
1 kHz, ±33 V:	2 x 60 W
1 kHz, ±33 V, Brückenschaltung:	1 x100 W
Klirrfaktor, 1 kHz, 3 dB unter Vollaussteuerung:	kleiner 0,1 %
Übertragungsbereich:	5 Hz – 50 kHz
Leistungsbandbreite:	5 Hz – 40 kHz
Dämpfungsfaktor:	größer 20
Eingangsempfindlichkeit:	ca. 1 V an 47 kΩ
Anstiegszeit, Rechteck, 20 kHz, 20 Vss:	kleiner 5 µs

Tabelle 1. Unterschiedliche Ausgangsleistungen

Sinus ausgangs leistung	Trafo spannung/ Strom	Leerlauf gleich-spannung	Sicherung Si	R8	R14, R15	Bemerkungen
2 x 15 W	2x12 V/2 A	±17 V	F 0,8	2,2 k		
2 x 20 W	2x15V/2,5A	±21 V	F 1	1,8 k		
2 x 30 W	2x18V/2,5A	±25 V	F 1,6	1,5 k	2 x 0,68 Ω 1 W	T4 kann mit Kühlstern versehen werden T5,T6 kühlen
2 x 45 W	2x21V/3 A	±30 V	F 2	1 k		
2 x 60 W	2x23V/4 A	±33 V	F 3,15	1 k		
1 x100 W	2x23V/4 A	±33 V	F 3,15	1 k	0,33 Ω 4 W	

Tabelle 3. Stückliste des Verstärkers

Widerstände:

R1, R5, R10	2,2 k
R2, R7	47 k
R3, R11, R13	4,7 k
R4	10 k
R6	18 k
R8	s. Tabelle 1
R9	15 k
R12	1 k
R14, R15	s. Tabelle 1

Kondensatoren:

C1	10 µF/16...40 V Tantal
C2, C6	180 pF/100 V Keramik
C3	10 µF/16 – 35 V Tantal
C4	47 µF/3 – 6 V Tantal
C5	47 pF/50 V Keramik
C7, C8	100 nF/50 V Keramik
C9, C10, C11	10...33 µF/35 V Tantal
C12	10 pf/50 V Keramik

Trimmer:

Tr	100 – 220 Ω, keramische Ausführung

Halbleiter:

T1, T2	BC 416 C
T3	MPS-L 01, ME 1120, BCY 65 E (BC 107 B, BC 237 B)
T4, T5	MPS-L 51, BF 398, PN 4889 (BC 307 B, BC 327-25)
T6	BD 139-10 (BC 141-10)
T7	BD 140-10 (BC 161-10)
T8, T9	2 N 3055 U (2 N 3055, keine Y-Typen!)
D1, D2, D3	1 N 4148, 1 N 4154 selektiert (siehe Text)
D4	ZF 10, ZPD 10
D5, D6	1 N 4002, 1 N 4003

In Klammern angegebene Typen können bei Betriebsspannungen unter ± 25 V verwendet werden.

Zu Tabelle 3
In der Endstufe verwendete Spezialteile:

Transistoren:	MPS-L 01	Motorola
	MPS-L 51	
	PN 4889	Fairchild
	ME 1120	Mikro-Electronics
	2 N 3055 U	SGS-Ates
Reedschalter:	TS – 80 B	Hamlin
Steckerleiste:	31pol. DIN 41617	Siemens, Amphenol-Tuchel, Cannon
Kühlkörper:	SK 02/75/SA-3	
	SK 03/37,5/SA-3	
	SK 08/75/SA-3	Fischer

Sämtliche Bauelemente, wie auch die obengenannten Spezialteile sowie der gesamte Bausatz, können von der Firma Mauer, Elektronik, Hügelstr. 71, 6100 Darmstadt, bezogen werden.

Diese Arbeit beschreibt einen Aufbau, der es gestattet, das Spektrum eines gewählten Frequenzbereichs auf einem Oszillografenschirm darzustellen. Mit relativ einfachen Mitteln läßt sich die Schaltung für den UKW-Rundfunk-Bereich realisieren, reizvoller können aber durchaus die Mittelwellen- bzw. Kurzwellenbereiche sein. Daher wurde hier der Schwerpunkt vor allem auf die Steuerschaltung und grundsätzliche Überlegungen gelegt.

Michael Arnoldt

Erzeugung von Spektrumdarstellungen im UKW-Bereich

Eine unabdingbare Voraussetzung ist die Verwendung eines elektrisch abstimmbaren Hf-Empfangsteils (Dioden-Tuner). Im vorliegenden Aufbau handelt es sich um einen UKW-Tuner FD 1 (A), dem ein Zf-Verstärker älteren Typs nachgeschaltet ist. *Bild 1* zeigt die Blockschaltung des Aufbaus. Am Eingang E_W liegt das von Tuner und Zf-Verstärker aufbereitete, verstärkte und gleichgerichtete „Wechsel"-Signal, eine der Feldstärke an der Antenne entsprechende Spannung. Sie gelangt über den Y-Eingang und Y-Verstärker des Oszillografen auf das Y-Plattenpaar, bewirkt also eine Auslenkung in der Senkrechten.

Die Steuereinheit liefert eine Sägezahnspannung, die den Tuner durchstimmt und parallel dazu den Strahl der Oszillografenröhre in X-Richtung verschiebt. P1 vermindert den Spannungshub des Sägezahns auf den zur vollen X-Auslenkung notwendigen Wert. Während der fallenden Flanke des Sägezahns wird der Elektronische Schalter ES 1 geöffnet, ES 2 geschlossen. ES 2 legt dabei das durch P2 eingestellte Potential an den Y-Eingang. Die dabei entstehende Nullinie ist mittels P2 in der Vertikalen verschiebbar.
Zusätzlich kann in die Darstellung eine Frequenzmarke eingeblendet werden. Dies geschieht, indem während des Rücklaufs der Strahl kurzzeitig angehalten wird. Die „Haltestelle" auf dem Bildschirm erscheint dadurch heller als der andere Teil der Nullinie. Die Frequenzmarke wird mittels P3 in X-Richtung verschoben. Wenn man P3 mit einer Skala versieht, kann die zugehörige Frequenz abgelesen werden.

Steuereinheit

Als Sägezahngenerator (*Bild 2*) finden zwei der vier Verstärker der IS LM 3900 Verwendung. Jeder Verstärker kann als ein Transistor mit sehr hoher Stromverstärkung (ca. 10^6) betrachtet werden. Darüber hinaus besitzt jeder Verstärker einen invertierenden Eingang, der bewirkt, daß der Super-Transistor durch die Stromdifferenz beider Eingänge gesteuert wird. Die Basisströme beider Eingänge müssen durch Vorwiderstände in der Größenordnung 1 MΩ begrenzt werden. Zur Stromversorgung genügt eine einseitige Betriebsspannung ($+U_B$ gegen Null).

Bild 3 zeigt die Innenschaltung eines Verstärkers LM 3900 und die Anschlußbeschaltung.

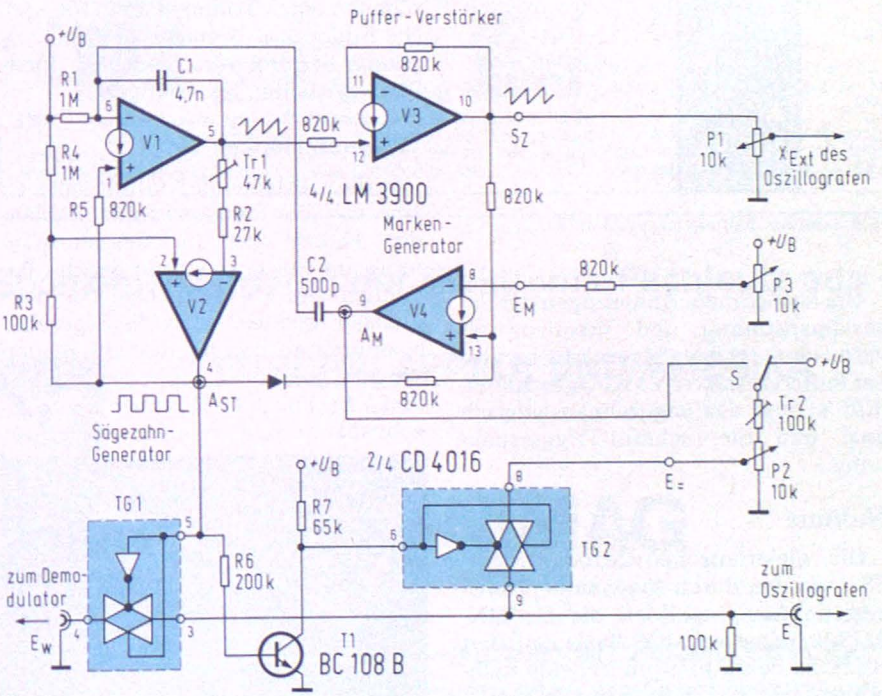


Bild 2. Schaltung der Steuereinheit

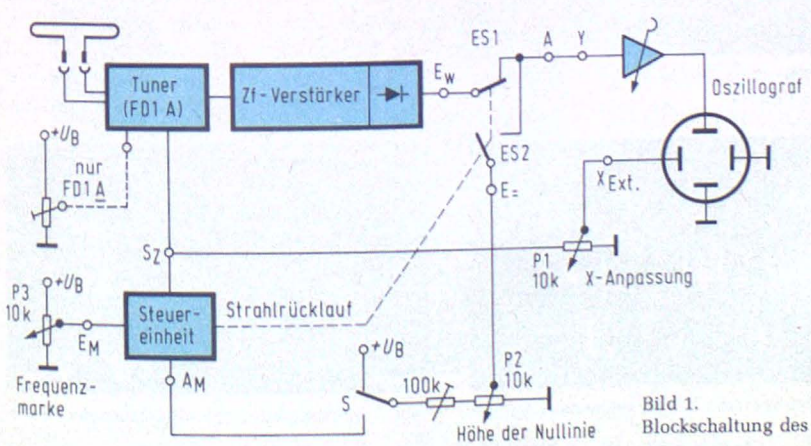


Bild 1. Blockschaltung des Aufbaus

V1 arbeitet als Integrator, V2 als Schmitt-Trigger. Während der Aufladephase liegt der Schmitt-Trigger-Ausgang (Anschluß 4) auf hohem Potential. Sobald der über T1 und R2 in den invertierenden Eingang (3) fließende Strom den über R3 und R4 in den nichtinvertierenden Eingang (2) fließenden übersteigt, kippt der Ausgang von V2 nach Null und bewirkt über R5 die Entladung von C1. Beim Unterschreiten der durch R3, R4 festgelegten Schwelle überwiegt der Strom in den nichtinvertierenden Eingang (2). Der Ausgang (4) kippt nach $+U_B$ zurück, die Aufladung beginnt erneut.

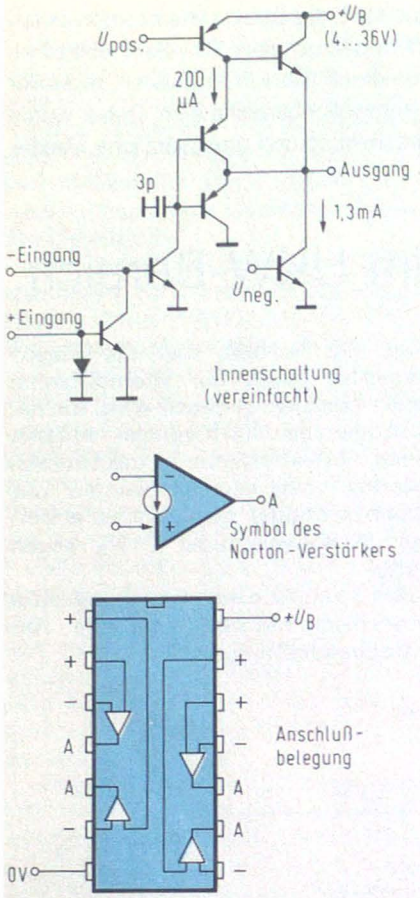


Bild 3. Innenschaltung eines LM 3900

Um lastbedingte Änderungen der Sägezahnspannung und -frequenz zu vermeiden, ist dem Sägezahngenerator der Pufferverstärker V3 nachgeschaltet. *Bild 4* zeigt das Sägezahnausgangssignal und die Schmitt-Triggerspannung.

Nullinie

Die elektronischen Schalter ES 1, ES 2 werden durch sogenannte Transmission Gates gebildet, die als EIN-AUS-Schalter auf MOS-Basis realisiert sind und den Stromfluß in beide Richtungen zulassen (bidirektionale Schalter). Der Durchschaltwiderstand beträgt ca. 300 Ω, der typische Sperrwiderstand liegt in der Größenordnung 10^9 Ω. Der im Vergleich zu einem Relaisschalter hohe Durchschaltwiderstand mag für viele Anwendungszwecke nicht tragbar sein. Im vorliegenden Fall wirkt er sich praktisch nicht störend aus. In Hinsicht auf die Schaltgeschwindigkeit und Prellfreiheit ist das Transmission Gate (TG) selbst schnellen Relais weit überlegen. Die obere übertragbare Frequenz wird mit 10 MHz angegeben.

Das TG schaltet jeweils dann vom Eingang zum Ausgang durch, wenn am Steuereingang H-Potential anliegt. Der Steuereingang von TG 1 kann daher direkt mit dem Schmitt-Trigger-Ausgang AST verbunden werden. Während des Rücklaufs ist AST = L, das Signal vom Zf-Demodulator wird abgetrennt. Über R6 steuert der Schmitt-Trigger zugleich den Inverter T1 (BC 108 B) an. TG 2 schaltet daher gegenphasig zu TG 1 den Ausgang A zum Potentiometer P2 durch. Da die vom Demodulator gelieferte Spannung 1 V kaum übersteigt, empfiehlt sich die Verminderung des Spannungseinstellbereichs durch Vorschalten eines Trimmers Tr2 (100 kΩ). Die *Bilder 5, 6, 7* zeigen das Spektrogramm bei drei verschiedenen, durch P2 eingestellten Spannungen.

Frequenzmarke

In die rücklaufende Nullinie läßt sich eine variable Frequenzmarke einblenden. Hierzu wird die Sägezahnspannung am Ausgang V3 mit der des Potentiometers P3 verglichen. Als Vergleicher arbeitet V4. Da die Sägezahnspannung an den nichtinvertierenden Eingang geführt ist, kippt der Ausgang von V4 (9) nach Null, sobald die Sägezahnspannung die Potentiometerspannung unterschreitet. Der Kondensator C 2 (500 pF) bewirkt für einen kurzen Moment die Unterbrechung der Entladung von C1. Währenddessen verharrt die fallende Sägezahnflanke auf gleichem Wert, der rücklaufende Elektronenstrahl bleibt stehen und erzeugt dadurch einen hellen Fleck auf der Nullinie.

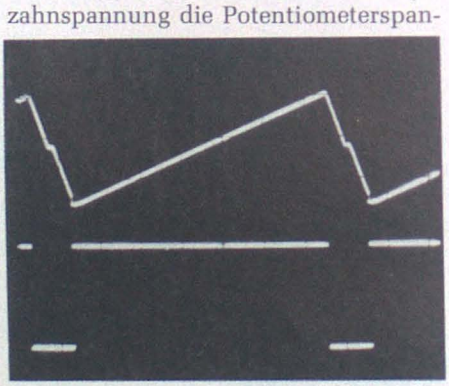


Bild 4. Sägezahn- (oben) und Schmitt-Trigger-Spannung (unten)

Ohne weitere Maßnahmen würde auch auf der ansteigenden Sägezahnflanke eine Aufladeunterbrechung entstehen, die einen irritierenden Leuchtpunkt im Spektrogramm zur Folge hätte. Um dies zu verhindern, wird der Ausgang von V2 (4) über eine Diode und einen Widerstand mit dem nichtinvertierenden Eingang von V4 (13) verbunden. Während der Aufladeflanke liegt der Ausgang von V2 auf +U_B. Der in den nichtinvertierenden Eingang (13) fließende Strom ist daher immer größer als der von P3 in den invertierenden Eingang gelieferte. Daher bleibt der Ausgang von V4 (9) während der steigenden Flanke auf +U_B liegen, wie *Bild 8* zeigt.

Die Marke in der Nullinie kann auch durch einen Sprung von einem höheren Potential nach Null ersetzt werden (elektronischer Skalenzeiger), wenn man P2 durch den Ausgang von V4 (9) speist (*Bild 9*).

Aufbau und Abgleich

Es empfiehlt sich, vorweg den benötigten Abstimmspannungsbereich des verwendeten UKW-Tuners zu ermitteln, um dann den erforderlichen Sägezahnspannungshub festzulegen. Weiterhin sollte die Zusammenschaltung Tuner-Zf-Verstärker-Demodulator fertig aufgebaut werden.

Anschließend wird der Sägezahngenerator (V1, V2) bestückt. Nach der Kontrolle der Funktion entsprechend Bild 4 schließt sich der Puffer-Verstärker an.

Die Überlauffrequenz (Sägezahnfrequenz) wird am einfachsten durch die Festlegung von C1 bestimmt. Dabei ist zu beachten, daß die Überlauffrequenz einerseits hoch genug gewählt wird, um ein stehendes Bild auf dem Schirm zu erhalten, und andererseits niedrig genug bleibt, um den Zf-Filtern ausrei-

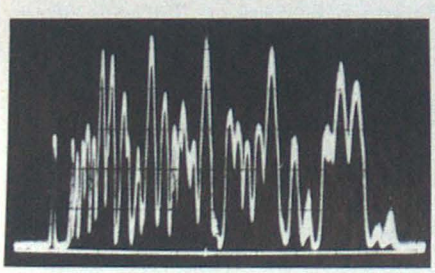


Bild 5. Spektrogramm mit eingeblendeter Nullinie

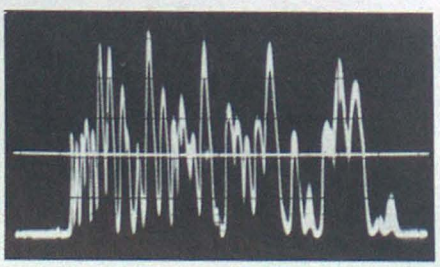


Bild 6. Spektrogramm mit eingeblendeter Mittellinie

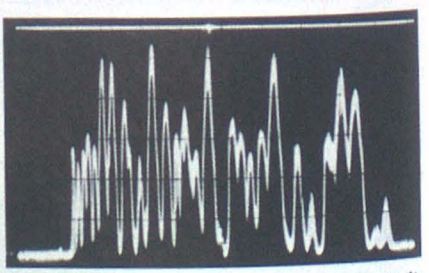


Bild 7. Spektrogramm mit eingeblendeter Oberlinie

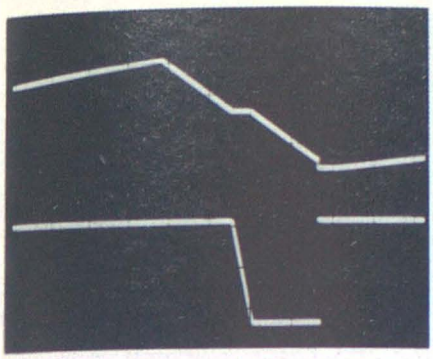


Bild 8. Fallende Sägezahnflanke mit Verzögerung (oben), Vergleicherausgang (unten)

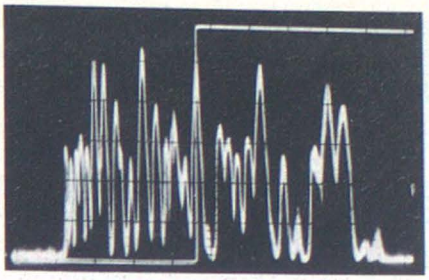


Bild 9. Spektrogramm mit elektronischem Skalenzeiger

chend Zeit zum Ein- und Ausschwingen zu geben. Wird die Überlauffrequenz zu hoch angesetzt, muß mit Amplitudenverminderung und schließlich einer Kurvenverzerrung in Laufrichtung gerechnet werden. Bei der Wahl anderer Frequenzbereiche und/oder (Zf-)Filterbandbreiten als im vorliegenden Fall verdient dieser Punkt Beachtung. Nach dem Pufferverstärker wird der Markengenerator beschaltet (V4). Die Größe des Kondensators C2 legt die Helligkeit der Frequenzmarke fest.

Die Bestückung der TG (CD 4016AE) als elektronische Schalter bietet keine Schwierigkeiten. Mit dem Schalter S läßt sich wahlweise eine Frequenzmarke entsprechend Bild 5 bis 7 oder Bild 9 darstellen. Die *Bilder 10 und 11* zeigen die Platinenvorlage und die Bestückungsseite der Platine, *Bilder 12 und 13* die fertige Steuereinheit und den gesamten Aufbau.

Anwendungen

Als Anwendungen bieten sich an:

1. Zahl und relative Stärke der Sender des UKW-Bereichs darstellen
2. den Einfluß verschiedener Antennen untersuchen
3. die Polarisation der *empfangenen* Wellen ermitteln (fernere Sender erreichen die Empfangsantenne oft mit gedrehter Polarisation)
4. den Einfluß einer drehbaren Antenne darstellen
5. die Auswirkungen von Reflexionen an Flugzeugen beim Empfang schwacher Sender beobachten (Interferenzen zwischen Bodenwelle und reflektierter Schaltung bewirken ein deutlich erkennbares, sehr charakteristisches „Pumpen" und „Flattern")

Für exakte Eingangsspannungsmessungen läßt sich der Aufbau nicht verwenden; hierzu eignet sich bereits der Tuner nicht. Eine Eingangsspannungsmessung müßte auf dem Umweg der Nachbildung der empfangenen Aussendung durch einen Meßsender mit definierter Ausgangsspannung erfolgen.

Die Abhängigkeit der Empfangsfrequenz von der Abstimmspannung ist nicht linear. Daraus ergibt sich eine Drängung der Sender am (frequenzmäßig) unteren Ende der Darstellung. Mit Hilfe eines Dioden-Funktionsgenerators läßt sich eine Korrektur dieser Abweichung grundsätzlich durchführen. Da hierbei einige Abgleicharbeiten erforderlich sind, die u.a. verwendete (Z-)Dioden umfassen und streng an den benutzten Tuner gebunden sind, wurde hier auf eine Darstellung der Korrektur und Einbeziehung in die Steuereinheit verzichtet.

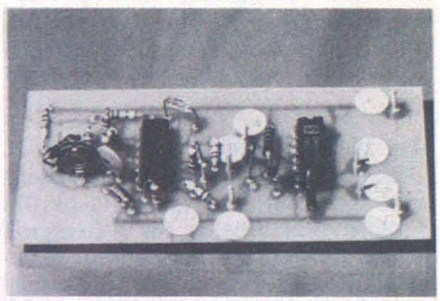


Bild 12. Ansicht der Steuereinheit

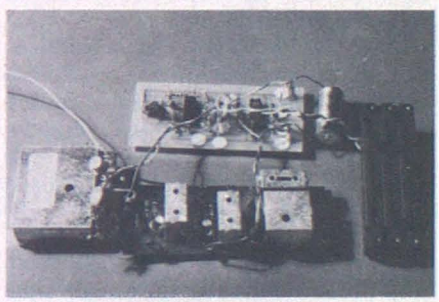


Bild 13. Ansicht des gesamten Aufbaus

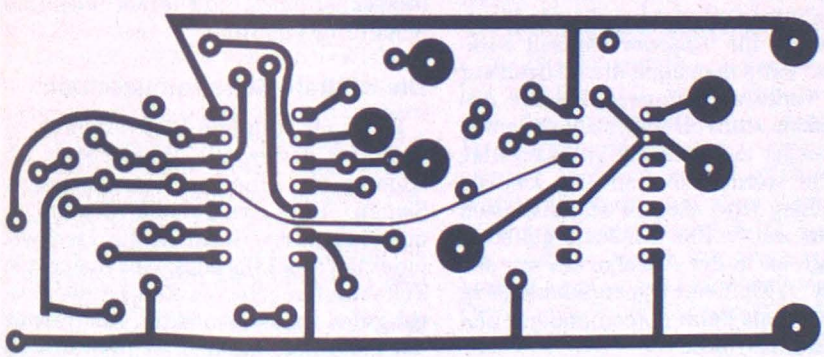


Bild 10. Platinenvorlage

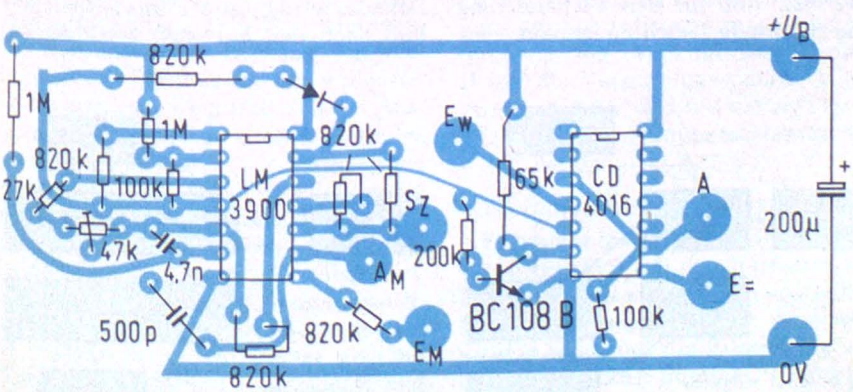


Bild 11. Bestückungsseite der Platine

Literatur

Tuner: 1. Feedback PLL-Empfänger, Elektor Heft 47/1974,
IS LM 3900: 2. National Semiconductors: The LM 3900 – A New Current-Differencing Quad of +/– Input Amplifiers,
3. M. Arnoldt: Ausgangskennlinienfeldschreiber für Transistoren, Funk-Technik Heft 8 und 9/1976.
4. Wolfgang Stüber: Aufbau und Anwendung des Norton-Verstärkers. Elektronik 1974, Heft 4,
LS CD 4016: 5. RCA: COS/MOS Integrierte Digitalschaltungen, Datenbuch 1974.

Theodor Bossert

Seit einigen Jahren gibt es auf dem Fotomarkt Belichtungsmesser, die nach einem Probeblitz die günstigste Aufnahmeblende anzeigen. Hier wird nun eine neue Schaltungstechnik vorgestellt, die neben besseren Ergebnissen vor allem die Produktion solcher Geräte vereinfachen dürfte.

Neue Schaltungstechnik für Blitz-Belichtungsmesser

Nicht immer ist man mit einem Computerblitz optimal bedient. Will man den Beleuchtungs- und den Aufnahmestandpunkt trennen, so bereitet bereits ein selbstgeregeltes Blitzgerät Schwierigkeiten. Kommen mehrere synchrone Blitze zur Anwendung, muß man unbedingt ungeregelte Blitze verwenden. Hierfür, aber auch für Detailmessungen werden Blitzbelichtungsmesser benötigt.

Das Meßproblem

Bei normalen Belichtungsmessern wird am kontinuierlichen Licht die mittlere Leuchtdichte im Aufnahmewinkel (integrale Messung) oder in einem Teilwinkel (Spotmessung) ermittelt. Bei Blitzbelichtungsmessern muß hingegen ein zeitliches Integral über diese mittlere Leuchtdichte gemessen und gespeichert werden.

Da in der Fotografie genormte Blendenwerte verwendet werden und diese Skalen 2-logarithmisch sind, d.h. daß ein Faktor 2 immer einen (oder eine feste Anzahl) Skalenteil ausmacht, muß jeder Belichtungsmesser logarithmisch anzeigen.

Dynamikbereich und Meßfehler

Mit Siliziumdioden kann man ohne meßbare Abweichung von der Proportionalität zwischen Leuchtdichte und Fotostrom einen Dynamikbereich von über 10^5 überstreichen. Da jeder Faktor 2 eine Blendenstufe ausmacht, erreicht man einen Dynamikbereich von gut 16 Blendenstufen, d.h. es können 17 Blendenwerte angezeigt werden.

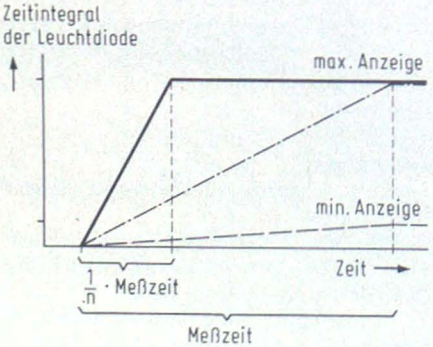


Bild 1. Die Variation im Anstieg des Integrales entspricht hier dem Dynamikbereich des Fotoempfängers, die Variation im Endwert des Integrales dem Dynamikbereich der Anzeige.
Max. Blitzlicht ——————,
max. Dauerlicht – · – · – · – · – · – · – · – · – ·,
min. Dauerlicht – – – – – – – – – – – – – – – – –

Der Meßfehler eines Belichtungsmessers sollte immer kleiner bleiben als $\pm$ $^1/_2$ Skalenteilung. Bei einer Skalenteilung von Blende zu Blende bedingt dies einen relativen Fehler von $\sqrt{2}$, d.h. +41 %, –29 %. Bei der Anzeige halber Blendenstufen bedeutet dies einen relativen Fehler von $\sqrt[4]{2}$, d.h. +19 %, –16 %.

In der Praxis wird wohl im allgemeinen der Dynamikbereich der auf den Fotoempfänger folgenden Elektronik kleiner sein als der der Fotodiode selbst. In dem weiter unten genauer beschriebenen Gerät wird bei einem relativen Fehler von $\sqrt[4]{2}$, d.h. +19 %, –16 % ein Dynamikbereich von gut 10^4, d.h. von über 13 Blendenstufen erreicht.

Diese Überlegungen gelten sowohl für normale Belichtungsmesser als auch für Blitzbelichtungsmesser. Beim letzteren kommt jedoch noch ein neuer Gesichtspunkt dazu: das max. Tastverhältnis. In *Bild 1* ist der Einfluß des Tastverhältnisses auf den Dynamikbereich veranschaulicht. Es soll ja die ganze in die Meßzeit fallende Leuchtdichte integriert werden. Ist die Lichtquelle nur für $^1/_n$tel der Meßzeit wirksam, so hätte man auch die Meßzeit auf $^1/_n$tel verkürzen können. Soll die Anzeigeskala sinnvoll sein, so muß bereits nach $^1/_n$tel der Meßzeit Vollausschlag erreicht werden können. Der kleinste Ausschlag wird aber im ungünstigsten Fall in der vollen Meßzeit geliefert; deshalb ist in der Anzeige ein um den Faktor $^1/_n$ kleinerer Dynamikbereich zu erreichen als beim Fotoempfänger und dessen Elektronik.

Bei einer Meßzeit von 32 ms bedeutet ein maximales Tastverhältnis von $n=2^5=32$, daß für den Vollausschlag eine minimale Leuchtdauer von 1 ms erforderlich ist; für kleinere Ausschläge reichen entsprechend kürzere Zeiten.

In der schon erwähnten Schaltung bedeutet ein maximales Tastverhältnis von 32 eine Reduzierung des Dynamikbereiches von gut 10^4 auf rund 300, was gut acht Blendenstufen, also neun Blendenwerte sind.

Die analoge Schaltungstechnik

In *Bild 2* sind zwei mögliche, analoge Meßverfahren dargestellt. Ein linearer Fotoempfänger erzeugt einen der momentanen Leuchtdichte proportionalen Strom. Diesen Strom summiert der Integrator über die vom Zeitablauf vorgegebene Zeit; nach bzw. vor der Logarithmierung wird der Meßwert in einer Sample-Hold-Schaltung gespeichert. Über eine Analoganzeige wird dann das Meßergebnis ausgegeben.

Die Schwächen dieser Schaltungstechnik sind der durch Spannungsdriften eingeschränkte Dynamikbereich und die vielen engtolerierten (oder abzugleichenden) Bauelemente. Die bekannten, käuflichen Blitzbelichtungsmesser arbeiten mit einer analogen Schaltungstechnik.

Die digitale Schaltungstechnik

Das neue, digitale Meßverfahren ist in *Bild 3* dargestellt. Wieder steht am Anfang ein linearer Fotoempfänger. Seinen Strom wandelt der Strom-Frequenzumsetzer linear in die Frequenz eines Rechtecksignales. Nur in der vom Zeitablauf gegebenen Zeit ist der Ausgang des Umsetzers aktiv. Die Summe der Ausgangsimpulse ist proportional dem Integral über den Eingangsstrom. Im Binärzähler mit logarithmischem Dekoder wird diese Summe gespeichert und nach den höchsten 2er-Potenzen

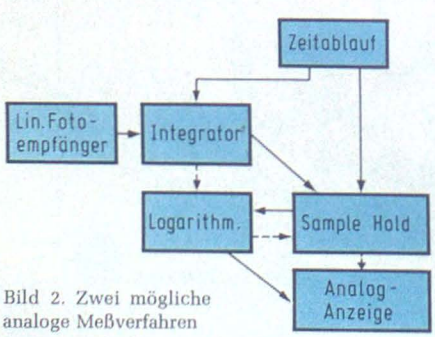


Bild 2. Zwei mögliche analoge Meßverfahren

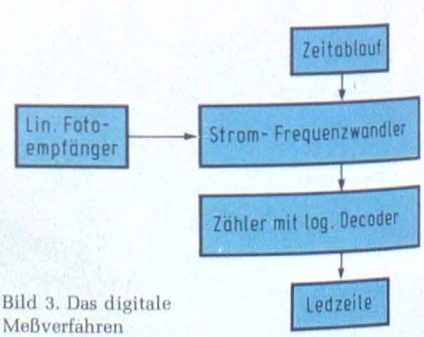
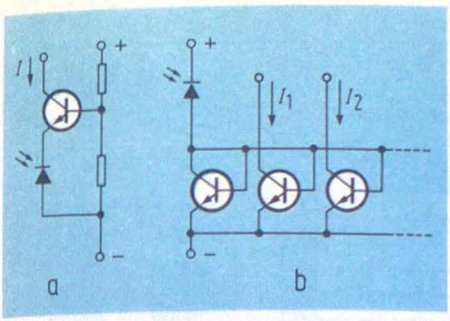


Bild 3. Das digitale Meßverfahren



◀ Bild 4. Entkopplungsschaltungen für die Fotohalbleiter

sortiert. Über eine Led-Zeile kann das Meßergebnis ausgegeben werden.

Der Vorteil dieser Schaltungstechnik liegt im großen Dynamikbereich (da nur der Fotostrom als analoge Größe auftritt) und in der geringen Anzahl engtolerierter (oder abgeglichener) Bauelemente.

Das digitale Meßverfahren in CMOS-Technik

Zum Aufbau digitaler Schaltungen für den Batteriebetrieb kommt von den verschiedenen Logikfamilien nur die CMOS-Technologie in Frage. Im folgenden werden nun Schaltungsvorschläge mit CMOS-Bausteinen gemacht.

Der Fotoempfänger

Aus Gründen der Linearität und der oberen Grenzfrequenz kommen nur Si-Fotodioden (oder schnelle Fotoelemente) in Betracht. Da diese Halbleiter erhebliche Kapazitäten haben, sollten sie im Falle taktender A/F Umsetzereingänge über eine Entkopplungsschaltung betrieben werden.

Hierzu eignet sich z.B. ein Transistor in Basisschaltung, wie in *Bild 4a* angegeben. Wird der Fotostrom zum Steuern mehrerer Funktionen benötigt, setzt man mit Vorteil einen steuerbaren Stromgenerator (current mirror) ein, wie er in *Bild 4b* gezeigt ist.

Bei der Basisschaltung arbeitet die Fotodiode an dem kleinen Lastwiderstand $r_E = \frac{U_T}{I_E}$. Da man mit Hilfe der Basisvorspannung die Fotodiode an deutlicher Sperrspannung betreiben kann, bleibt der Einfluß der Sperrschichtkapazität gering. Beim steuerbaren Stromgenerator hat man den Vorteil, daß die Diode an nahezu voller Betriebsspannung liegt und daß der Ausgangsstrom fast im ganzen Betriebsspannungsintervall zur Verfügung steht. Auch hier wieder arbeitet die Fotodiode an einem sehr kleinen Lastwiderstand $r = U_T/I$. Wichtig ist hier, daß a) die Transistoren aus derselben Produktfamilie kommen, d.h. sie haben einen ähnlichen Stromverstärkungsgang $B = B(I_C)$, b) sie bei immer gleicher Temperatur arbeiten (verkleben!) und c) der Eingangstransistor auch bei U_{CE} = 0,5 V nicht in Sättigung gerät. Vorteilhaft ist dafür eine Multitransistoren-IS.

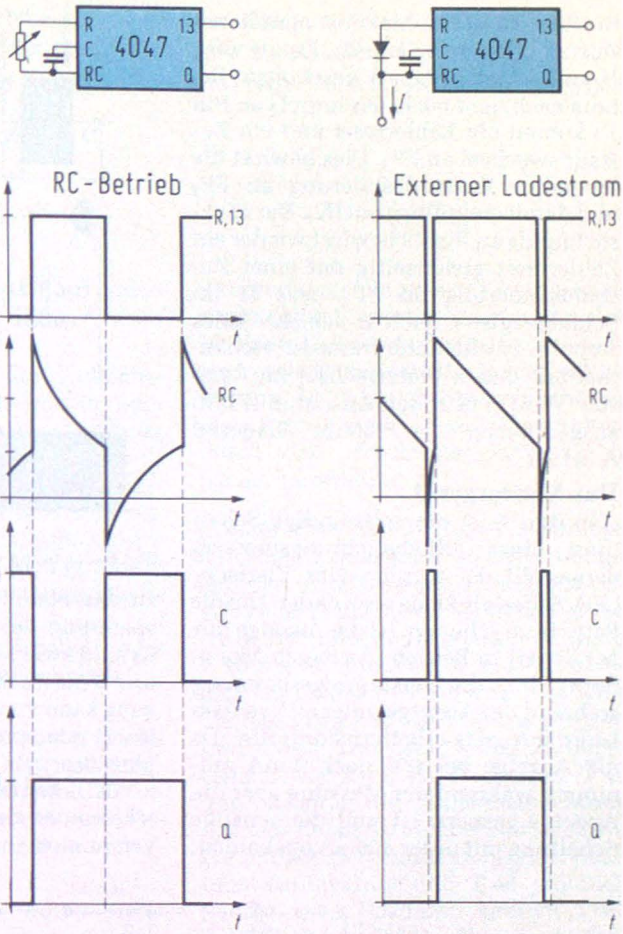


Bild 5. ▶ Schaltung des Strom-Frequenzwandlers

A/f-Wandler mit der CMOS-IS 4047

Die IS 4047 enthält u.a. einen astabilen Multivibrator. Durch externe Eingabe der Ladeströme kann damit ein Strom-Frequenzumsetzer aufgebaut werden. In *Bild 5* ist ein solcher A/f-Wandler gezeigt und dem normalen RC-Betrieb gegenübergestellt. Solange die externe Ladezeit des Kondensators groß ist gegen die Rückladezeit über die Diode, jedoch der Ladestrom weit über den beteiligten Leckströmen liegt, hat man eine Proportionalität zwischen Eingangsstrom und Ausgangsfrequenz. Der Proportionalitätsfaktor ist abhängig von den Schwellspannungen und damit von der Versorgungsspannung. Wenn die Versorgungsspannung z.B. zwischen 7,5 V und 9 V variiert, so ergibt dies eine Frequenzänderung um ± 9 % bezogen auf 8,25 V.

Zähler mit logarithmischem Dekoder

Es besteht die Aufgabe, eine Summe von Impulsen nach den höchsten 2er-Potenzen zu decodieren. Da von halber Blende zu halber Blende angezeigt werden soll, muß die Zuordnung von Skalenteilen und Summen proportional sein:

$\lfloor 0{,}2^1 \rfloor$	$\lfloor 2^1{,}2^{1{,}5} \rfloor$	$\lfloor 2^{1{,}5}{,}2^2 \rfloor$	.... Summe
ohne	1	2	.... Skalenteil

Da halbe 2er-Potenzen keine ganzen Zahlen sind, wird hier $2^{0{,}5} = 1{,}41$ ... näherungsweise ersetzt durch 1,5; es werden nur ganze Zahlen berücksichtigt:

0,1,	2,	3,	4,5	...	Summe
ohne	1	2	3	....	Skalenteil

Bei einer Skala mit 16 Skalenteilen hat man als Ende dieser Folge:

383,...,511,	512,...∞		Summe
16	ohne		Skalenteil

In *Bild 6* ist eine Schaltung angegeben, die eine solche Zuordnung bewirkt. Dabei sind jedem Platz A...H des Schieberegisters zwei Skalenteile zugeordnet, entsprechend den Zuständen des Flipflops FF1. Die Schaltung ist komplizierter aufgebaut als mit dem heutigen Angebot an CMOS-IS nötig, jedoch ist im Moment noch eine Schaltung mit programmierbaren Teilern teurer.

In der Schaltung von Bild 6 wird nach dem allgemeinen Rücksetzen begonnen. Die Flipflops stehen dann so, daß an IN_1 des 4015 und an dem NAND, das 2^1 mit B vergleicht, H ansteht. Nach dem ersten Impuls an T (d.h. nach dem zweiten Impuls an Pin 13 des 4047) geht das Bit 2^1 nach H. Dies bewirkt ein

Rücksetzen des Zählers bei simultaner Zustandsänderung an FF_1. Damit wird H an IN_1 nach Platz A geschoben. Bereits nach dem nächsten Impuls an Pin 13 kommt ein Zählerreset und ein Zustandswechsel an FF_1. Dies bewirkt die einmalige Zustandsänderung an FF_2 und damit endgültig 0 an IN_1. Der nächste Impuls an Pin 13 bewirkt wieder ein Zählerreset gleichzeitig mit einer Zustandsänderung an FF_1, was H im Schieberegister nach B schiebt. Jedes weitere, zweite Zählerreset ist verbunden mit einem Platzwechsel im Register. Wird H über den Anschluß H hinausgeschoben, so bleibt dauernd A...H=0.

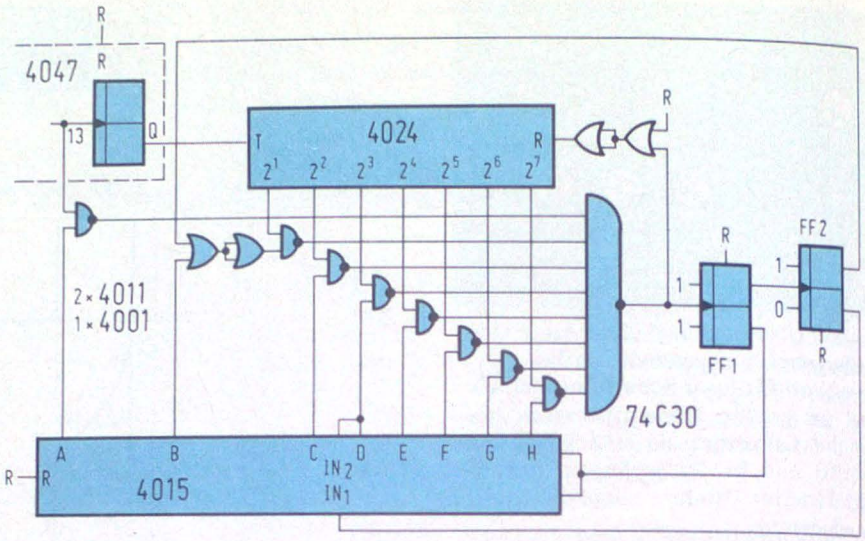


Bild 6. Schaltung des Zählers mit logarithmischen Decodern

Das Mustergerät

In *Bild 7* ist die vollständige Schaltung eines Blitzbelichtungsmessers dargestellt. Es wurden vier Vierfach-LED-Zeilen als Skala verwendet. Um die Batterie zu schonen, ist die Anzeige nur bei Bedarf in Betrieb (Anzeigen-Monoflop). Sinkt die Versorgungsspannung während der Anzeige unter 6 V, so flakkert die Anzeige (Batteriekontrolle). Da die Anzeige bei 6 V noch 4 mA aufnimmt, während der Messung aber die Anzeige gesperrt ist und die sonstige Schaltung mit unter 400 µA auskommt, ist das Stabilisieren der Versorgungsspannung des A/F-Wandlers unnötig. Es sind zwei Meßzeiten wählbar, 32 ms und 2 ms (Meßzeitmonoflop). Die Messung kann von Hand (bzw. per Fernauslöser) oder optisch eingeleitet werden (Auslöser).

Als Fotodiode wurde die Basis-Kollektordiode des Fototransistors BPX25 verwendet. Um die spektrale Empfindlichkeit dieses Siliziumhalbleiters dem menschlichen Auge anzupassen, wurde ein Blaufilter verwendet.

Durch die Wahl des Kondensators C_x kann das Gerät abgeglichen werden (50....500 pF). Die sehr unfeine Entprellung der Schalter wurde wegen des geringeren Aufwandes gewählt. Bei 18° DIN reicht die Skala des Mustergerätes von Blende 1,4 bis 22(32).

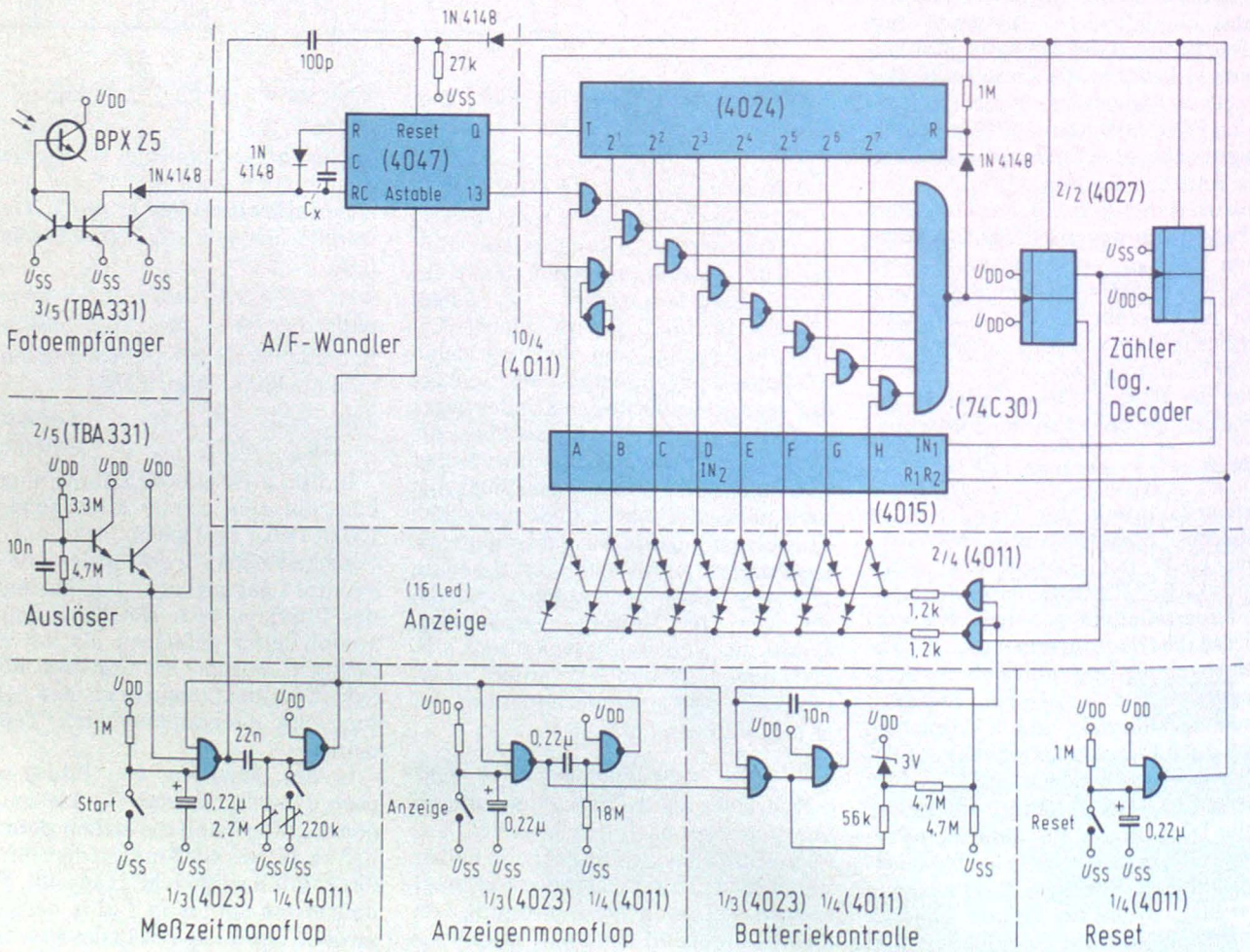


Bild 7. Vollständige Schaltung des Blitzbelichtungsmessers

Ing.(grad)
Hans Hansen

Alarmanlage

Die Kriminalpolizei empfiehlt, Einfamilienhäuser, aber auch Wohnungen, mit Alarmanlagen als geeignetem Mittel gegen Einbrüche auszurüsten. Für den Elektroniker kommt der Selbstbau einer derartigen Anlage in Frage. Der nachstehende Beitrag gibt eine Anregung.

Die beschriebene Schaltung kann je nach den zu stellenden Anforderungen auch teilweise ausgeführt werden. Um zu vermeiden, daß die Anlage durch Auftrennen einer Leitung wirkungslos gemacht wird, kommt nur ein Ruhestrom-Prinzip in Frage.
Sie erfüllt in vollem Umfang folgende Aufgaben:

- Auslösen des Alarms bei unbefugten Eingriffen an Türen und Fenstern, Bodenklappen und dergleichen oder bei Leitungsunterbrechung.
- Einschalten der Außenbeleuchtung, Treppenhausbeleuchtung, Haustürbeleuchtung oder dergleichen.
- Anzeige der Unterbrechungsstelle der Ruhestromschleife.
- Beendigen des akustischen Alarms nach Ablauf von etwa 30 s.
- Bei Abwesenheit des Wohnungs-Inhabers:
- Selbsttätiges Ausschalten der Außenbeleuchtung usw. nach etwa 20 min.
- Selbsttätiges Rückstellen der Anlage auf Betriebsbereitschaft und Löschen des optischen Alarms.
- Selbsttätiges Ausschalten der Gesamtanlage, falls die Betriebsbereitschaft nicht wieder herzustellen ist.

Blockschaltung

Das Auslöseteil (*Bild 1*) setzt den Tongenerator und damit den Lautsprecher in Tätigkeit sowie die Blinkschaltung für den optischen Alarm. Der Tongenerator versorgt den Lautsprecher mit einer Tonfolge, die der der Polizeisirene nachgeahmt ist.

Die erste Zeitschaltstufe setzt die Alarmsirene sofort beim Eintreten des Alarmfalls in Betrieb. Die akustischen Einrichtungen werden über die Zeitschaltstufe nach etwa 30 s ausgeschaltet, während der optische Blinkalarm bestehen bleibt, bis die Alarmursache beseitigt oder die Anlage zurückgestellt ist.

Die zweite Zeitschaltstufe stellt nach etwa 20 min den Bereitschaftszustand wieder her, falls die Ruhestromschleife nicht noch unterbrochen ist. Im letzteren Fall schaltet diese Zeitschaltstufe die Gesamtanlage nach einer weiteren Verzögerung von einigen Sekunden netzseitig aus.

Im Alarmfall wird die Außenbeleuchtung (Treppenhausleuchte oder dergleichen) als weitere Abschreckung eingeschaltet. Dazu dienen der Transistor T 43 als Treiber und der Leistungstransistor T 44, der das Relais 1d ansteuert, sobald der Anschlußpunkt A 4 im Alarmfall auf Minus gelangt. Dieser Schaltzustand wird beibehalten, bis die zweite Zeitschaltstufe die Anlage auf Betriebsbereitschaft zurückstellt oder sich die Anlage selbst ausschaltet.

Die akustischen Einrichtungen sind mit S 1 und S 2 abschaltbar zur stummen Prüfung der Anlage mit LED-Anzeige (LED 14 und 15), damit das Wiedereinschalten nicht vergessen wird.

Als Ergänzung kann ein weiterer Schalter vorgesehen werden, der zum Arbeitskontakt des Relais 1d parallel liegt, damit die Außenbeleuchtung z. B. beim Auftreten verdächtiger Geräusche (Einbruchsabsicht) von der Zentrale aus eingeschaltet werden kann. Für die Musteranlage ist ein Drucktaster mit einer Verzögerungsschaltung vorgesehen worden, so daß sich die Beleuchtung etwa 1 min nach dem Einschalten durch den Drucktaster automatisch wieder ausschaltet.

Beim Einschalten der Alarmanlage leitet der Transistor T 46 (Bild 1) und lädt den Kondensator C 8 langsam auf. Wird der Drucktaster T 4 betägtigt, so wird T 45 plötzlich leitend, während T 46 sperrt (monostabiler Multivibrator). Durch das Sperren von T 46 wird die Basis von T 47 nach Minus gezogen und dieser Transistor leitet. Er dient, ebenso wie T 43, als Treiber für T 44 und schaltet die Außenbeleuchtung über das Relais 1d ein. Der Kondensator C 8 entlädt sich langsam, bis die Schaltung zurückkippt und T 46 plötzlich wieder leitet. Dadurch sperren T 45, T 47, T 43 und T 44, wobei die Außenbeleuchtung erlischt. Bei den angegebenen Werten bleibt die Beleuchtung etwa 70 s eingeschaltet.

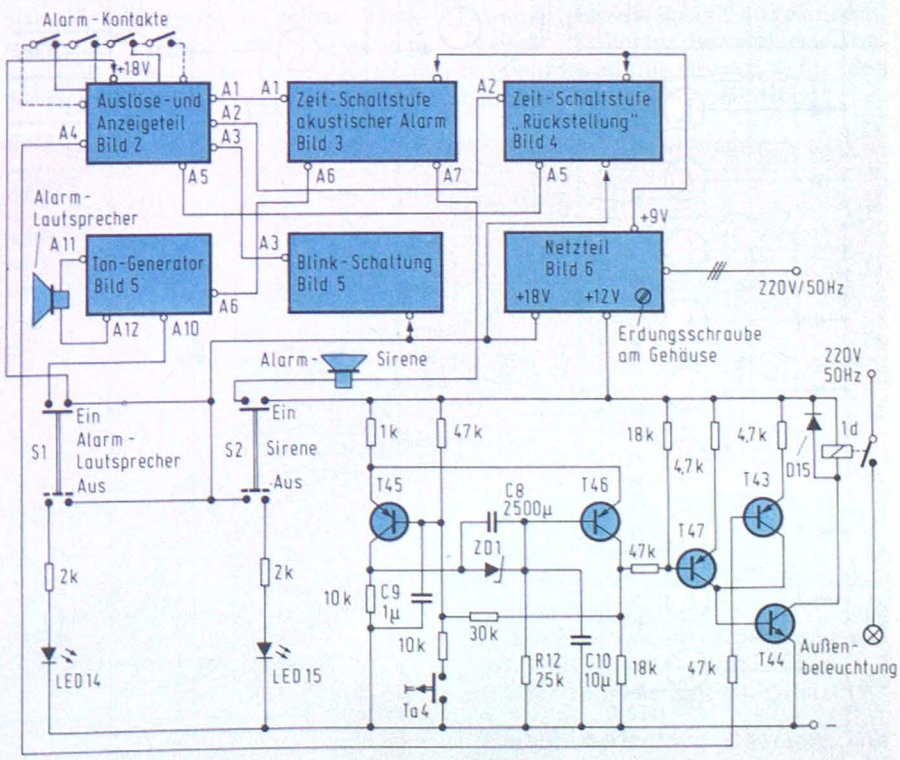


Bild 1. Blockschaltung und Zusatzeinrichtung der Alarmanlage

Die Kondensatoren C 9 und C 10 dienen dazu, das (nicht beabsichtigte) Einschalten der Beleuchtung zu verhindern, wenn Netzspannungsstöße oder Induktionsspannungen in das Gerät gelangen. Die Z-Diode ZD 1 kann erforderlich sein, um die Ladung des Kondensators C 8 zu begrenzen und damit ebenfalls zu verhindern, daß sich die Beleuchtung unbeabsichtigt einschaltet. Beim Mustergerät ist auf die Z-Diode verzichtet worden, weil das gelegentliche, durch Fremdeinwirkung verursachte Einschalten der Außenbeleuchtung bei Abwesenheit durchaus erwünscht ist.

Auslöse- und Anzeigeteil

Der Ruhestromkreis (*Bild 2*) wird durch den Widerstand R 1, die Kollektor-Emitter-Strecke des Transistors T 13 und die Alarmkontakte K 1 ... K 10 (Anzahl beliebig) gebildet. Beim Einschalten leitet T 13, der über R 2 und R 3 an seiner Basis positives Potential erhält, während T 14, dessen Basis über T 13 an Minus liegt, sperrt. Wird einer der Kontakte geöffnet oder die Ruhestromschleife durch einen Eingriff von außen auch nur kurz unterbrochen, so leitet T 14, weil seine Basis über R 1 und den Basis-Widerstand (18 kΩ) positives Potential erhält. Nunmehr leiten auch T 15 und T 16. Die Anschlußpunkte A 1 ... A 4 gelangen über die Emitter-Kollektor-Strecke T 16 an Minus und lösen den Alarm aus.

T 13 dient dazu, die Unterbrechung des Ruhestromkreises und damit den Alarm aufrecht zu erhalten (Erschütterungskontakte sprechen nur kurz an), und zwar durch T 15, der die Basis von T 13 über etwa 220 kΩ (Größe ausprobieren!) an Minus legt. T 16, scheinbar unnötig, hat sich als zweckmäßig erwiesen, weil er Rückwirkungen auf die Selbsthaltung des Alarms vermeidet.

Hat ein Alarmkontakt geöffnet, beispielsweise K 1 (gedacht für die Haustür), so erhält die Basis von T 1 positive Spannung, weil D 1 sperrt. T 1 bringt die Leuchtdiode LED 1 zum Leuchten und zeigt damit das Öffnen des Kontaktes K 1 als Unterbrechungsstelle der Ruhestromschleife an. Diese Anzeige ist bei umfangreicher Ruhestromschleife wichtig, weil sofort erkennbar wird, welcher Kontakt angesprochen hat oder beim Einschalten der Anlage nicht geschlossen ist.

Beim Ansprechen eines Alarmkontaktes leuchtet nicht nur die zugehörige Leuchtdiode, sondern auch alle „davor" liegenden mit kleinerer Ordnungszahl, z.B. leuchten bei offenem Kontakt K 5 die Dioden LED 1, LED 2, LED 3, LED 4 und LED 5. Die LED mit der höchsten Ordnungszahl zeigt die „Einbruchstelle" an.

Die Schalter S 3 und S 4 dienen zum Überdrücken des Kontaktes K 1 (Haustür) bzw. der Kontakte K 2...K 10 für den Fall, daß die Haustür geöffnet oder die Anlage von der Zentrale aus geprüft werden soll. Dafür sind Umschalter eingesetzt, damit der Kurzschluß der Alarmkontakte mittels der LED 11 und 12 über T 11 und T 12 angezeigt wird. Zum „Scharf"-Schalten müssen diese „Kurzschlüsse" natürlich aufgehoben werden. Die Leuchtdioden LED 11 und 12 erinnern daran.

Bei Kurzschluß der Alarmkontakte durch den Umschalter S 4 arbeitet die LED-Anzeige für die Alarmkontakte *nicht*, wie man dem Schaltschema entnehmen kann. Sie ist in diesem Falle aber auch nicht notwenig. Es sei erwähnt, daß die Kurzschluß-Schalter S 3 und S 4 nicht unbedingt vorgesehen werden müssen, sich aber als zweckmäßig erwiesen haben. Je nach den örtlichen Verhältnissen können sogar mehr als zwei derartige Schalter vorgesehen und die Aufteilung auf die Alarmkontakte geändert werden.

Der Drucktaster T 1 dient zum Abstellen des Alarms. Voraussetzung ist, daß alle Alarmkontakte wieder geschlossen sind oder durch S 3 bzw. S 4 kurzgeschlossen werden.

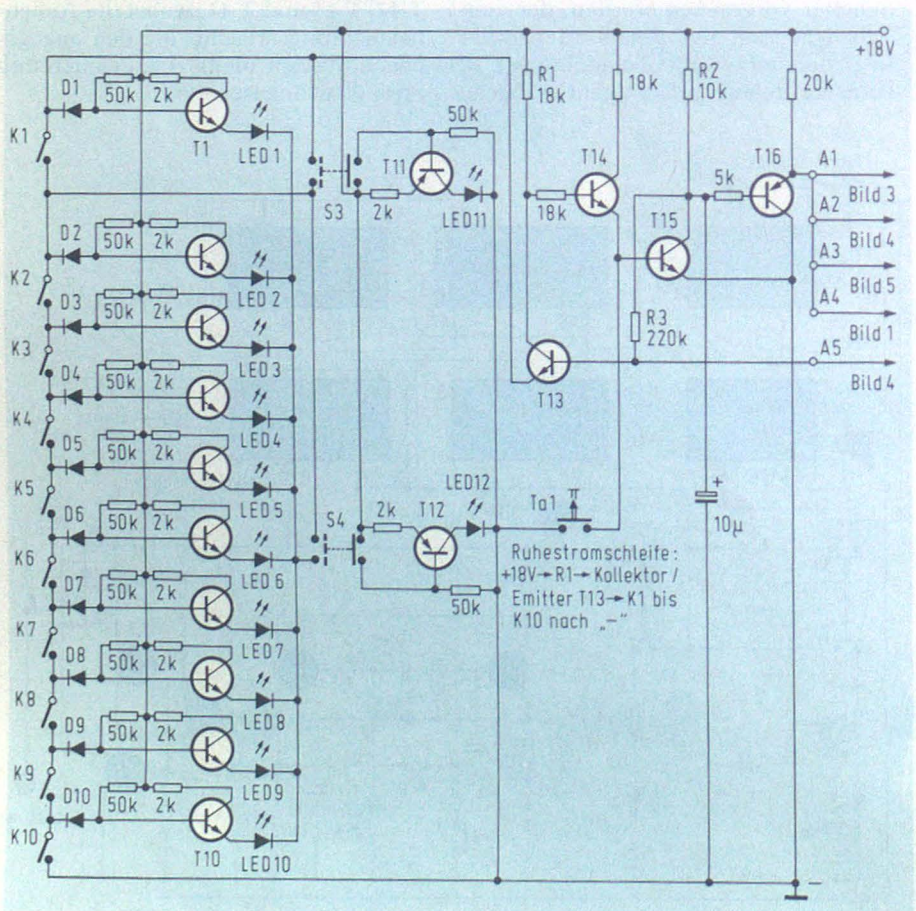


Bild 2. Auslöse- und Anzeigeteil

Zeitschaltstufe für akustischen Alarm

Der Transistor (*Bild 3*) T 22 sperrt im Bereitschaftszustand, weil die Basis über R 7 und den Punkt A 1 auf Plus gehalten wird. Im Alarmfall gerät A 1 auf Minus, T 22 leitet, schaltet T 23 durch und setzt den Tongenerator mit angeschlossenem Lautsprecher über Anschlußpunkt A 6 in Betrieb. An Punkt A 7 wird gleichzeitig die Alarmsirene eingeschaltet.

Mit Punkt A 1 wird im Alarmfall auch die Basis T 17 über R 4 an Minus gelegt. T 17, der nach dem Einschalten den Kondensator C 1 aufgeladen und im geladenen Zustand gehalten hat, sperrt. Der Kondensator entlädt sich langsam (Verzögerung etwa 30 s) über R 5 und paralell dazu über 47 kΩ und die Basis-Emitter-Strecke von T 18, wodurch die Basis T 18 langsam auf Minus gezogen wird. Dementsprechend steigt das Potential am Kollektor

T 18 und bringt den Schmitt-Trigger T 19/T 20 zum Kippen. T 19 sperrt also, während T 20 plötzlich durchschaltet und die Basis von T 21 über R 6 auf Plus legt. Damit öffnet auch T 21. Der Kollektor T 21 gelangt also plötzlich auf Minus, sperrt T 22 und T 23 und löscht damit den akustischen Alarm.

Zeitschaltstufe für Rückstellung

Ist die Anlage, z. B. bei Abwesenheit, nicht zurückgestellt worden, so wird sie nach dem Alarmfall und Ablauf einer Verzögerungszeit von etwa 20 min wieder in den Bereitschaftszustand gebracht, sofern die Kontakte K 1...K 10 wieder geschlossen sind (*Bild 4*). Bleibt dieser Versuch ergebnislos, weil die Ruhestromschleife noch offen ist, so schaltet sich die Gesamtanlage nach einer weiteren, aber kurzen Verzögerung aus.

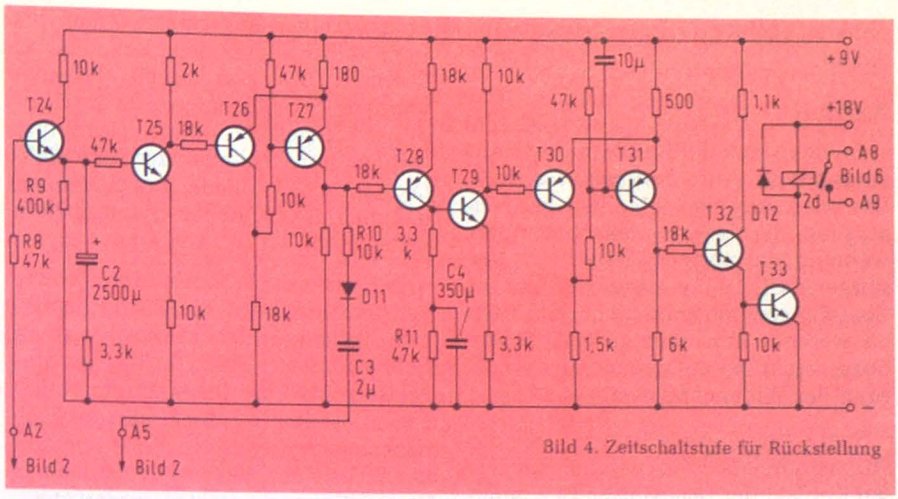


Bild 4. Zeitschaltstufe für Rückstellung

Der Kollektor T 27 bleibt daher auf Plus und T 28 wird gesperrt. Damit kann sich der Kondensator C 4 über R 11 und T 29 entladen, bis dieser Transistor infolge Sinkens seiner Basisspannung langsam sperrt. Dadurch wird sein Kollektor immer positiver, bis der Schmitt-Trigger T 30/T 31 kippt.

Der Kollektor T 31 wird plötzlich positiv und öffnet T 32 als Treiber für T 33. T 33 läßt das Relais 2d ansprechen, dessen Arbeitskontakt A 8/A 9 das Stromstoßrelais 3d im Netzteil ansteuert und die Netzspannug abschaltet.

Tongenerator und Blinkschaltung

Der Multivibrator T 36/T 37 (*Bild 5*) arbeitet auf niedriger Frequenz (Größenordnung 1 Hz) und öffnet T 36 und T 37 abwechselnd zu verschieden langen Zeiten. Bei leitendem T 36 ist auch D 13 leitend, und ebenso ist D 14 jeweils leitend, solange T 37 durchgeschaltet ist.

Die beiden Multivibratoren T 34/ 35 und T 38/T 39, die im Tonfrequenzgebiet bei verschiedenen Frequenzen arbeiten, sind also abwechselnd in Betrieb. Sie sind über die Kondensatoren C 5 und C 6 an die Basis T 40 gekoppelt, an dessen Kollektor die verstärkte Tonfrequenzspannung über C 7 für den Lautsprecher abgenommen wird.

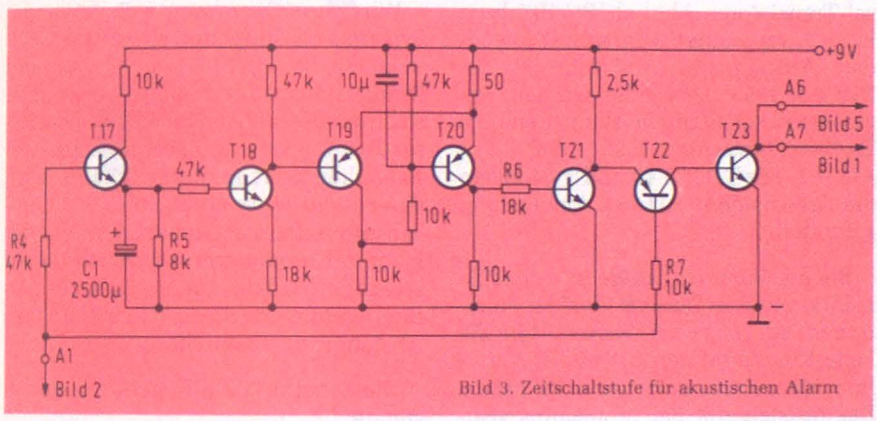


Bild 3. Zeitschaltstufe für akustischen Alarm

Punkt A 2 liegt bei Bereitschaft auf Plus und damit ebenfalls die Basis T 24 über R 8. Wie bei der ersten Zeitschaltstufe kippt der Schmitt-Trigger T 26/T 27 nach Ablauf der Verzögerungszeit von etwa 20 min T 24...T 27 entsprechen T 17...T 20 der ersten Zeitschaltstufe. Nach dem Kippen des Schmitt-Triggers springt der Kollektor T 27 plötzlich auf Plus und ein positiver Impuls gelangt über R 10, D 11 und C 3 auf Punkt A 5 des Auslöseteils. Dadurch öffnet T 13 wieder, wenn alle Alarmkontakte geschlossen sind, und der Bereitschaftszustand ist wieder hergestellt.

Damit wird A 2 (A 1, A 3 und A 4) wieder positiv und T 26/T 27 kippen zurück. Die Basis T 28 wird negativ, T 28 leitet wieder, so daß sich die Ladung des Kondensators C 4 wieder ergänzt. Der folgende Schmitt-Trigger T 30/T 31 kann also nicht ansprechen, weil T 29 weiter leitet und die Basis T 30 negativ bleibt. Ist aber einer der Alarmkontakte offen, so bleibt der positive Impuls über C 3 auf A 5 wirkungslos. T 13 bleibt gesperrt.

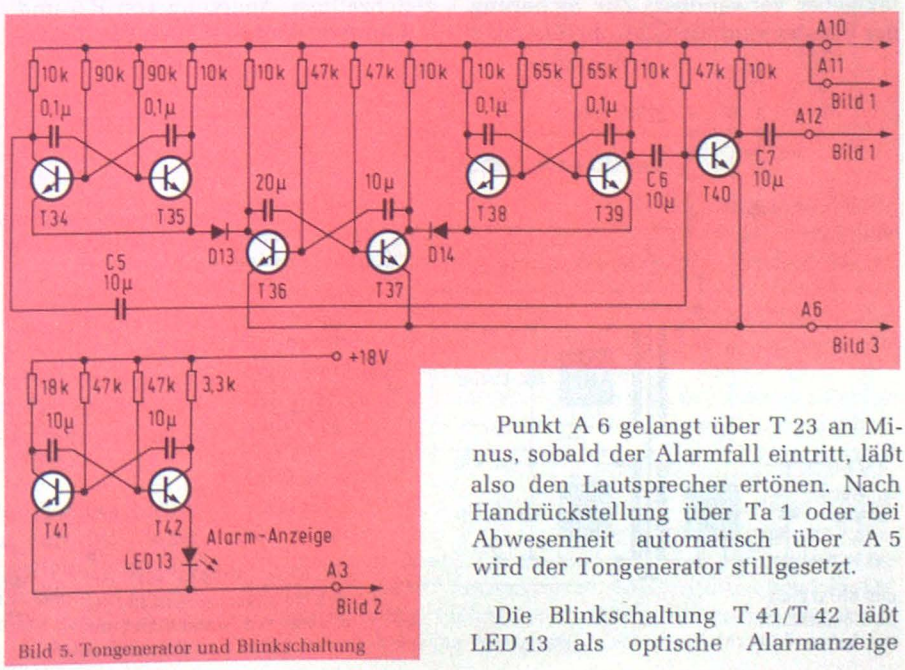


Bild 5. Tongenerator und Blinkschaltung

Punkt A 6 gelangt über T 23 an Minus, sobald der Alarmfall eintritt, läßt also den Lautsprecher ertönen. Nach Handrückstellung über Ta 1 oder bei Abwesenheit automatisch über A 5 wird der Tongenerator stillgesetzt.

Die Blinkschaltung T 41/T 42 läßt LED 13 als optische Alarmanzeige

blinken, solange der Alarmzustand dauert.

Netzteil

An das Netzteil (*Bild 6*) werden keine besonderen Anforderungen gestellt. Die Spannung von 9 V dient zur Versorgung der beiden Zeitschaltstufen, während die übrigen Teile beim Mustergerät mit 18 V versorgt werden. Die Spannungen brauchen nicht stabilisiert zu werden. Eine einzige Gleichspannung reicht bei entsprechender Änderung der Widerstandswerte aus.

Statt eines Ausschalters ist das Stromstoßrelais 3d vorgesehen, zu dessen Kontakt der Drucktaster Ta 2 parallel liegt. Ferner ist Ta 3 vorgesehen, der zum Einschalten gleichzeitig mit Ta 2 gedrückt werden muß, damit der Relaiskontakt in die „Ein"-Stellung springt. Zum Ausschalten wird nur Ta 3 betätigt.

Ein Hauptschalter (Schlüsselschalter) in der Netzzuleitung ist zweckmäßig, Erdungsschraube bei Verwendung eines Metallgehäuses und Sicherungen sind unumgänglich.

Eine Notstromversorgung war beim Mustergerät nicht erforderlich, weil die EVU-Versorgungsleitung auch außerhalb des Hauses für Einbrecher nicht zugänglich ist. Gegebenenfalls kommt ein Akku, gepuffert mit dem Netzgerät, in Frage.

Auslösekontakte

Für die Musteranlage wurden Schutzgas-Kontakte RG 50 mit den zugehörigen Magneten verwendet. Selbstverständlich sind beliebige Kontaktgeber verwendbar. Zur Sicherung der Fenster sind die Glasrohr-Kontakte in Holzklötze eingesetzt worden, die unmittelbar hinter dem Rolladengurt oberhalb des Gurtkastens befestigt wurden. Der Magnet wurde in Haarklipse eingeklebt. Diese Haarklipse werden zum Schließen der Alarmkontakte so an den Rolladengurt geklemmt, daß man das Schließen des Reed-Kontaktes hört.

In Haus- oder Wohnungstüren sowie Fensterflügel wird die Reed-Kontaktröhre in senkrechter Lage so neben dem Rahmen oder in ein Holzklötzchen eingelassen, daß der Magnet unmittelbar gegenüber in die Schmalseite des Tür- oder Fensterflügels eingesetzt werden kann. Feststehende Fenster werden mit Erschütterungskontakten ausgerüstet.

Aufbau und Betrieb

Für die Musteranlage sind Universal-Transistoren ähnlich BC 107 bzw. BC 177 verwendet worden mit folgenden Ausnahmen: Als T 23 ist der Typ 2 N 3055 verwendet worden wegen der zu schaltenden Alarmsirene, als Treiber-Transistor T 22 der Typ AD 161. Für T 33, T 40 und T 44 haben die Transistoren AD 161 Anwendung gefunden.

Bei der Inbetriebnahme ist es zweckmäßig, vor dem Durchprüfen der Funktionen so lange zu warten, bis die Lade-Kondensatoren C 1 und C 2 etwa ihre Höchstspannung erreicht haben. Das Mustergerät hat problemlos gearbeitet. Die Bemessung der Widerstände und Kondensatoren ist unkritisch, die Werte müssen den Transistoren und der Gleichspannung angepaßt werden. C 1 und C 2 können selbstverständlich bei gleichzeitiger Änderung von R 5 und R 9 andere Werte erhalten. Beim Mustergerät sind vorzugsweise vorhandene Bauteile verwendet worden.

Wenn Haus oder Wohnung nicht dauernd besetzt sind, kann beispielsweise ein Schlüsselschalter in die Haustür eingesetzt werden. Beim Verlassen der Wohnung wird zunächst S 3 auf Kurzschluß des Alarmkontaktes K 1, dann die Gesamtanlage mit dem Schlüsselschalter an der Haustür ausgeschaltet. Anschließend wird S 3 wieder zurückgeschaltet und beim Verlassen der Wohnung die gesamte Anlage mit dem Schlüsselschalter in Bereitschaftszustand gesetzt. ■

Spannungsausfall-Anzeige

Die Schaltung zur Erkennung von Versorgungs-Spannungs-Ausfällen.

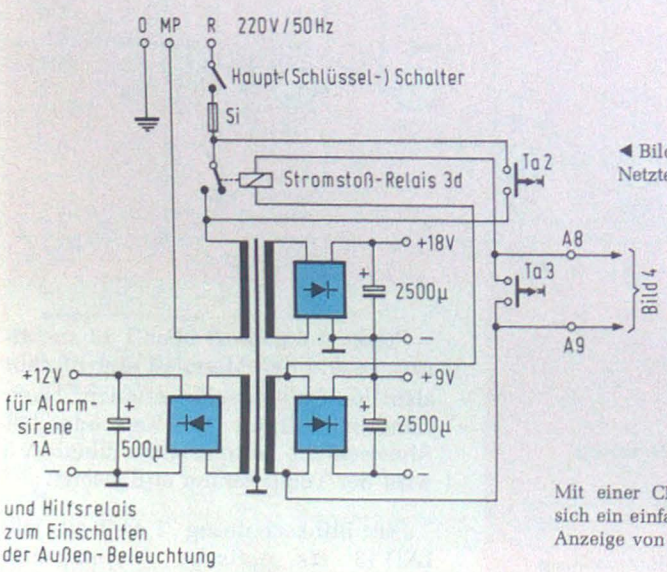
Wird eine Spannung z. B. 5 V angelegt und als Indikator ein Anzeigeelement (z. B. TIL 306 von Texas) mit Dunkelsteuerungseingang verwendet, so blinkt diese so lange, bis mit dem Reset-Taster einmalig Reset gesetzt wird. Bemerkenswert an dieser Schaltung ist, daß sie mit einer einzigen IS 4011 aufgebaut ist. Beim Anschalten eines oder mehrerer Indikatoren ist jedoch darauf zu achten, daß der am Ausgang zur Verfügung stehende Strom (ca. 0,8 mA) zur Ansteuerung ausreicht.

Die Schaltung hat folgende Logikzustände:

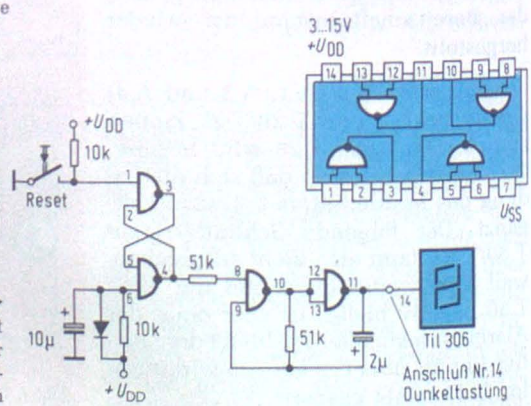
Nach dem Anlegen von VCC wechselt der Ausgang mit niedriger Frequenz zwischen 0 und L.

- Nachdem einmalig der Reset-Taster gedrückt wurde, bleibt der Ausgang kontinuierlich auf log. 0.
- Fällt die Versorgungsspannung kurzzeitig aus so tritt wieder Zustand wie unter 1 ein.

Die Blinkfrequenz der Schaltung beträgt etwa 6 Hz. Paul Kutter



◀ Bild 6.
Netzteil der Alarmanlage



▶ Mit einer CMOS-IS 4011 läßt sich ein einfacher Indikator zur Anzeige von Netzausfällen aufbauen

Die konventionelle Zündung mit mechanischem Unterbrecher entspricht nicht mehr den Anforderungen moderner Verbrennungsmotoren. Der zu Beginn optimal eingestellte Zündzeitpunkt verschiebt sich progressiv mit dem Abbrennen der Kontakte, wodurch sich die Motorleistung verringert und der CO_2-Gehalt der Abgase ansteigt. Die Verwendung elektronischer Zündschaltungen ermöglicht hier eine Verbesserung. Der einmal eingestellte Zündzeitpunkt bleibt lange Zeit konstant, der Motor behält seine Leistungsfähigkeit.

Joël Redoutey

Einfache elektronische Zündung

Die elektronischen Schaltungen sind mannigfaltig und reichen vom einfachen „Servo-Unterbrecher" bis hin zu Schaltungen mit Vorlaufkorrekturen. Bei Fahrzeugen, die serienmäßig mit elektronischer Zündung ausgerüstet sind, trifft man bereits auf berührungslose „Unterbrecher" (magnetische, optoelektronische oder Hall-Effekt-Impulsgeber, Näherungsschalter).

Die im folgenden beschriebene Schaltung benutzt das Prinzip der variablen Stromflußdauer bei konstanter Pausendauer, behält aber den mechanischen Unterbrecher bei, damit sie leicht in jedes beliebige Fahrzeug eingebaut werden kann. Sie bietet gegenüber der herkömmlichen Zündung eine Anzahl von Vorteilen:

- praktisch kein Kontaktverschleiß
- große Stabilität des Zündzeitpunktes
- hohe Zuverlässigkeit
- steile Anstiegsflanke der Zündspannung (selbst beim Starten)
- konstante Funkendauer
- große Energiereserve
- absoluter Schutz gegen Kurzschluß oder Unterbrechung des Hochspannungsausganges sowie gegen versehentliche Falschpolung.

Funktionsprinzip

Erinnern wir uns kurz des Funktionsprinzips der klassischen Zündung. *Bild 1* stellt ein solches System dar. Ein über Kurbel- oder Nockenwelle betriebener Unterbrecher schaltet den Strom in der Primärwicklung der Zündspule ein und aus. Beim Öffnen des Unterbrecherkontaktes erscheint dann an der Sekundärwicklung eine Hochspannung. Diese Hochspannung wird dann mittels des Verteilers an die betroffene Zündkerze gelegt.

Der die Primärwicklung der Spule durchfließende Strom hat den auf *Bild 2* dargestellten Verlauf. Die Periodendauer T hängt von der Motodrehzahl ab. Der Schließwinkel

$$\delta = \frac{\text{Schließzeit des Unterbrechers (t ein)}}{\text{Periodendauer (T)}}$$

ist bei der klassischen Zündung *konstant* beträgt allgemein 63 %.

Bei hohen Motordrehzahlen ist die Schließzeit des Unterbrechers nicht mehr ausreichend, den Primärstrom auf seinen Maximalwert steigen zu lassen. Dies hat eine geringere Zündspannung zur Folge (siehe Bild 2).

In der vorgeschlagenen Schaltung wird nicht der Schließwinkel, sondern die t_{aus} – Zeit des Primärstromes der

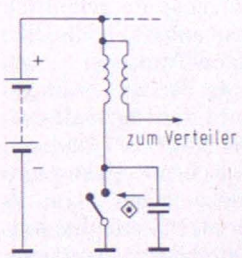


Bild 1. Prinzipschaltung einer herkömmlichen Zündung

Zündspule festgelegt. Das hat folgende Gründe: Während der t_{aus} – Zeit entsteht der Zündfunke. Für eine gute Zündung des Gemisches muß der Zündfunke während etwa 1 ms erhalten bleiben, d. h. die t_{aus} – Zeit muß größer sein als 1 ms. Wird die t_{aus} – Zeit wie in der vom Autor vorgeschlagenen Schaltung auf 1,5 ms festgelegt, so ergibt sich bis zu Drehzahlen von 7400 min^{-1} (für 4-Zylinder-4-Takt-Motoren) eine saubere Zündung des Gemisches.

Für einen 4-Zylinder-Motor beträgt die Periodendauer T bei 5000 min^{-1} ca. 6 ms. Bei einer herkömmlichen Zündung fließt der Spulenstrom während $t_{ein} = 0{,}63\ T = 3{,}8$ ms lang. Bei der vorgeschlagenen Schaltung beträgt die Einschaltdauer $t_{ein} = T - 1{,}5$ ms = 4,5 ms.

Schaltungsbeschreibung

Man unterscheidet auf dem Blockschaltbild in *Bild 4* drei Hauptfunktionen:

- Ein Monoflop mit einer kalibrierten Zeit $t_{aus} = 1{,}5$ ms getriggert durch das Öffnen des Unterbrechers
- Treiber
- Leistungsschalter.

Die komplette Schaltung ist in *Bild 5* dargestellt. Die vom Kontaktprellen hervorgerufenen Impulse werden durch ein Eingangsnetzwerk unterdrückt. Der Unterbrecherimpuls gelangt auf den Eingang einer flankengesteuerten monostabilen Kippschaltung (Monoflop gebildet aus T1 und T2). Im Kollektor von T2 stehen Impulse von 1,5 ms Länge zur Verfügung, die vom Transistor T3 verstärkt werden.

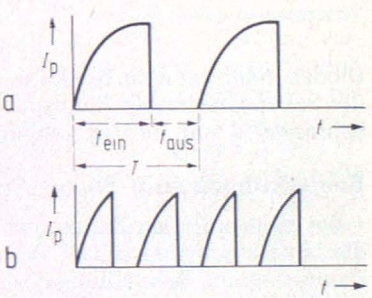


Bild 2. ▶ Primärer Zündstrom bei niedriger Drehzahl (a) und bei hoher Drehzahl (b)

T4 ist ein speziell für die Automobilzündung konzipierter monolithischer Darlington-Transistor. Er bildet den Leistungsschalter. Er ist normalerweise leitend und wird nur nach Öffnen des Unterbrecherkontaktes für ca. 1,5 ms gesperrt.

Die Z-Dioden D5 und D6 begrenzen die Überspannung auf einen Wert, der unterhalb der Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung des Leistungs-Darlington-Transistors liegt. Diese Z-

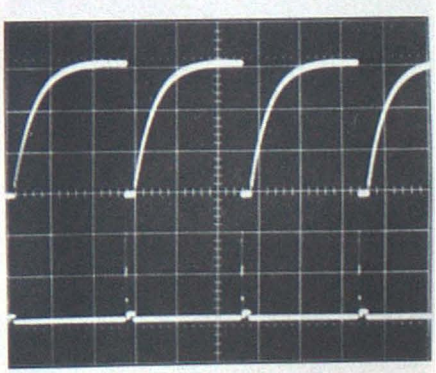


Bild 3. Strom und Spannung in der Primärwicklung der Zündspule. Maßstab: I = 2 A/division, t = 5 ms/division, U = 100 V/division)

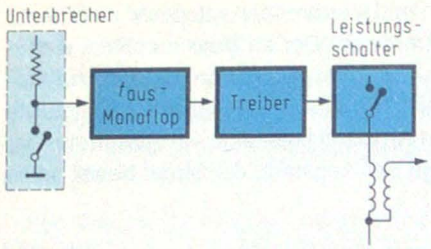


Bild 4. Blockschaltung der elektronischen Zündung

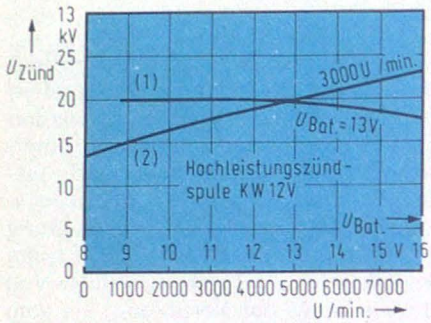


Bild 6. Verlauf der verfügbaren Zündspannung als Funktion der Motordrehzahl (Kurve 1) und der Versorgungsspannung (Kurve 2)

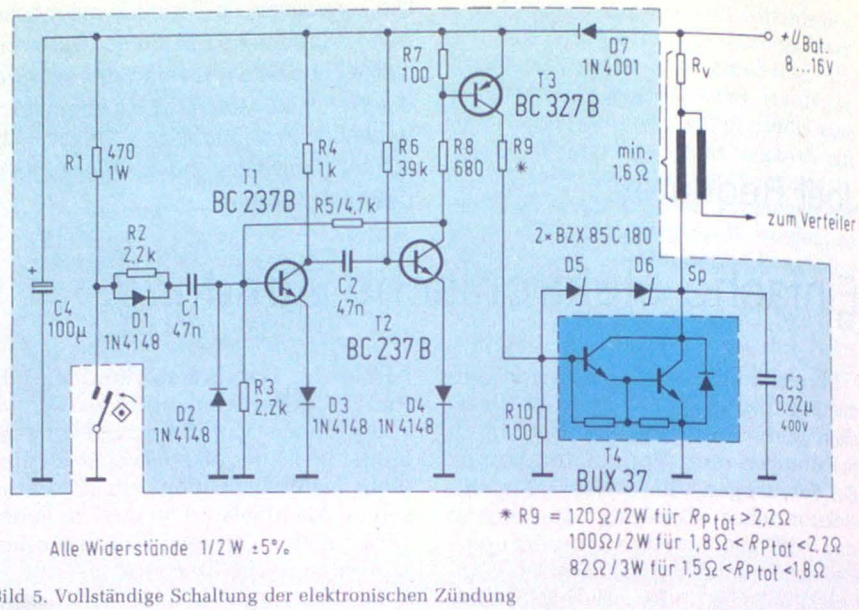


Bild 5. Vollständige Schaltung der elektronischen Zündung

Dioden treten nur dann in Aktion, wenn die Sekundärseite der Zündspule ausnahmsweise von der Last getrennt ist.

Bemerkungen zum Thema Schutz

Bei elektronischen Zündungen wird die Betriebszuverlässigkeit von der Auslegung und Beschaltung des Hochvolt-Darlington-Transistors bestimmt. Es ist deshalb sicherzustellen, daß dieser selbst unter extremen Betriebsbedingungen innerhalb seiner zulässigen Belastungsgrenzen betrieben wird.

Die für den Hochvolt-Darlington-Transistor gefährlichsten Betriebsbedingungen liegen vor, wenn durch einen Fehler in der Zündanlage die Sekundärseite der Zündspule unterbrochen ist und gleichzeitig die Batteriespannung ihren Maximalwert hat. Dies tritt z. B. auf, wenn sich bei hoher Fahrzeuggeschwindigkeit ein Zündkabel löst.

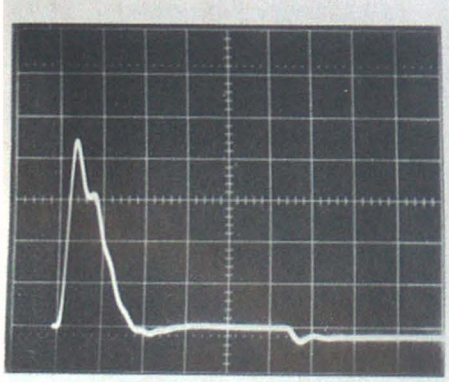


Bild 7. Oszillogramm der Hochspannung, aufgenommen an einer Belastung von 1 Ω. U_{Bat} = 14 V, n = 3000 min^{-1}. (Maßstab: Spannung 5 kV/div, Zeit 200 µs/div)

Bei diesem Fehler können auf der Primärseite der Zündspule gefährlich hohe Spannungen auftreten, die den Hochvolt-Darlington-Transistor gefährden würden. In der vorgeschlagenen Schaltung wird der Hochvolt-Darlington-Transistor (BUX 37) dadurch geschützt, daß zwischen Kollektor und Basis zwei Z-Dioden liegen, deren Z-Spannung kleiner als die erlaubte Kollektor-Emitter-Durchbruchspannung U_{CEOsus} des BUX 37 ist.

Bei extremen Betriebsbedingungen können parasitäre Überschläge zwischen Primär- und Sekundärseite der Spule auftreten, die gefährliche Oszillationen verursachen. Es ist daher sehr wichtig, daß die Elemente R10 – D5 – D6 und C3 mit sehr kurzen Verbindungen dicht am Darlington-Transistor T4 verdrahtet sind.

Der Verpolungsschutz gegenüber der Spannungsquelle ist durch die Diode D7 für die Steuerstufen und durch die integrierte Inversstromdiode des Darlington für die Leistungsstufe sichergestellt. Wenn alle diese Maßnahmen getroffen sind, arbeitet die Schaltung mit einer sehr hohen Betriebszuverlässigkeit.

Leistungsfähigkeit der Schaltung

Die Schaltung kann in jeder 12-V-Zündanlage arbeiten, jedoch variieren die Ergebnisse leicht je nach Typen der

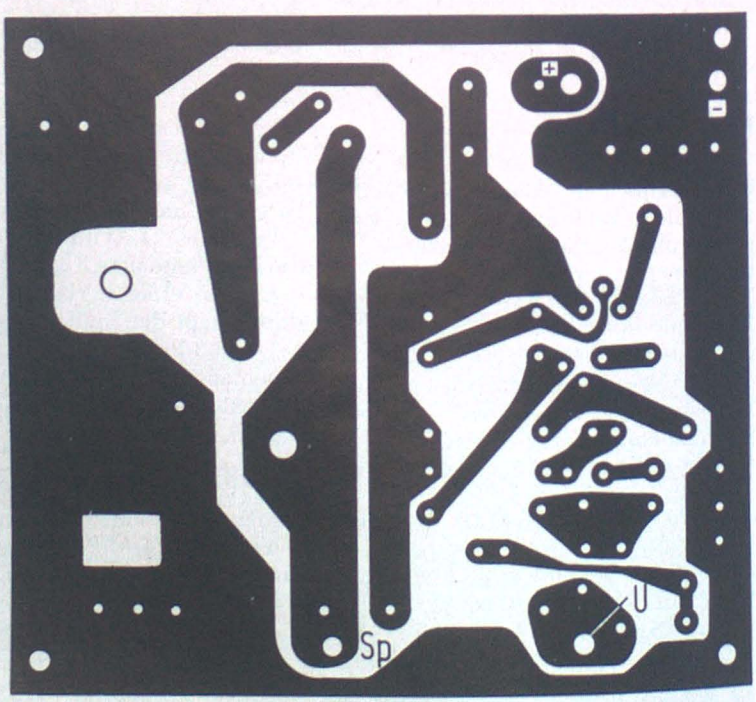


Bild 8. Leiterplattenentwurf für die Zündanlage

verwendeten Spule. Wir empfehlen die Verwendung einer Zündspule mit zusätzlichem äußeren Widerstand (bessere Wärmeableitung) und einem Windungsverhältnis von 1 : 80 ... 100. Man sollte aber darauf achten, daß der Gesamtwiderstand (Primärwiderstand und zusätzlicher äußerer Widerstand) der Schaltung nicht kleiner als 1,6 Ω wird, damit der Kollektorstrom des Darlingtons niemals 10 A überschreitet.

Bild 6 zeigt die Hochspannung an der Sekundärseite der Zündspule in Abhängigkeit von der Motordrehzahl (Kurve 1) und der Batteriespannung (Kurve 2).

Meßbedingungen: 4-Zylinder-4-Takt-Motor, Zündspule mit Widerstand 1 MΩ abgeschlossen.

Aufbau

Alle Bauelemente sind auf einer Platine gemäß *Bild 8* aufgebracht. Der Hochvolt-Darlington-Transistor ist auf einen Kühlkörper mit einem thermischen Widerstand von ca. 6 °C/W montiert (*Bild 9*). Die Schaltung wird an einer gut belüfteten, vor Feuchtigkeit und Schmutz geschützten Stelle installiert. *Bild 10* zeigt die fertig aufgebaute Zündung.

Es braucht keine elektrische Einstellung zu erfolgen, und die Schaltung funktioniert, sobald Spannung angelegt wird. Bei Einbau der Schaltung sollte nicht vergessen werden, den parallel zum Unterbrecher geschalteten Kondensator *abzuklemmen*.

Nach Unterlagen aus dem Applikationslabor der Fa. Thomson-CSF in Aix-en-Provence.

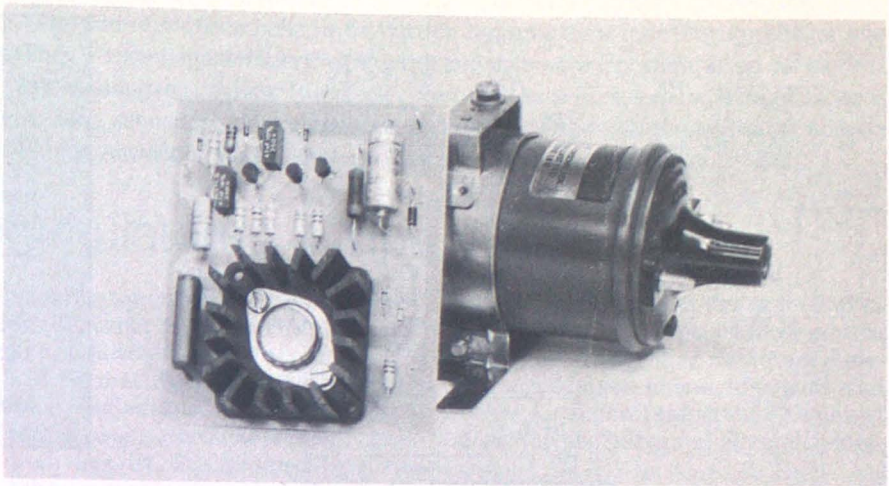


Bild 10. Fertig aufgebaute Zündanlage

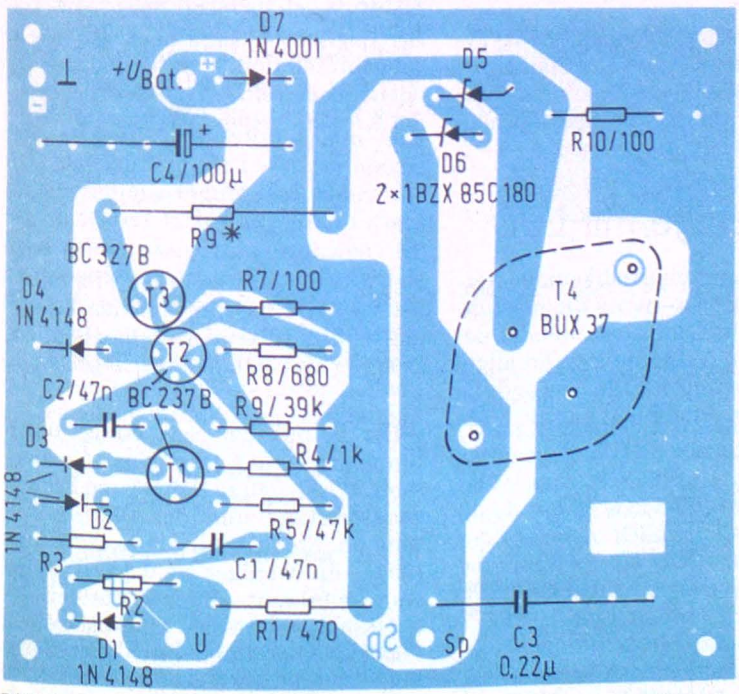


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8

Georg Angelé

Logik-Teststift

Übliche einfache Schaltungen für Logiktester haben einige Nachteile. So dient als Referenzspannung meist die Durchlaßspannung von PN-Übergängen. Da sich diese nicht fein genug abstufen lassen, kann auf diese Weise der jeweilige logische Pegel nur angenähert erkannt werden. Zusätzlich unterliegen die Durchlaßspannungen von PN-Übergängen einer starken Temperaturdrift. Das Anliegen einer Taktfrequenz oder aber auch einzelner Impulse können nicht erkannt werden.

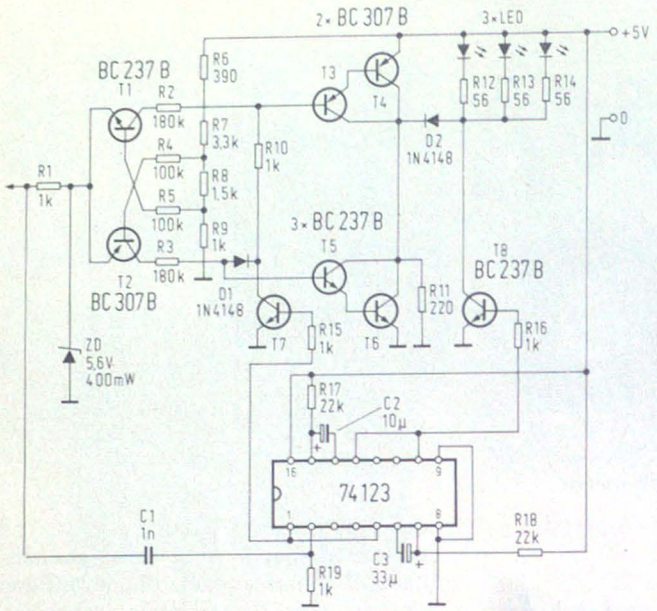
Die Anzeige erfolgt meist über zwei LED, die jeweils einem logischen Zustand zugeordnet sind. Dies erfordert beim Bediener jeweils einen zusätzlichen Denkprozeß, um der jeweiligen LED den entsprechenden logischen Zustand zuzuordnen, und damit eine gewisse Gewöhnung.

Die hier angegebene Schaltung vermeidet diese Nachteile. Die Indikation erfolgt nur über eine LED-Gruppe. Bei offenem Eingang oder Anliegen eines undefinierten Pegels glimmen die LED nur schwach. Bei L-Pegel erlöschen die LED, bei H-Pegel leuchten sie hell auf. Eine hochfrequente Pulsfolge wird durch ein Blinken mit einer Frequenz von ca. 2 Hz angezeigt.

Der Teststift wird zur Spannungsversorgung mit + 5 V an die Versorgungsspannung der zu untersuchenden Schaltung angeschlossen. Die maximale Stromaufnahme beträgt ca. 150 mA. Der statische Eingangsstrom beträgt maximal 40 µA und im normalen Betrieb 20 µA, was einer Belastung der Schaltung von etwa einer halben Lasteinheit entspricht.

Schaltungsbeschreibung

Die an der Tastspitze anliegende Eingangsspannung gelangt über R1 an die Emitter von T1 und T2. R1 und ZD schützen die Schaltung (*Bild*) vor zu hohen Eingangsspannungen. ZD dient gleichzeitig als Clamping-Diode gegen negative Eingangsspannungen. Der Eingang des Monoflop 74123 ist durch C1 gleichspannungsmäßig von T1, T2 getrennt. Ist der Eingang offen, oder liegt ein undefinierter Pegel an, so sind alle Transistoren gesperrt. Über R12/R13/R14, D2, R11 kann ein schwacher Strom durch die LED fließen, so daß diese schwach leuchten. Unterschreitet die Eingangsspannung den durch den Spannungsteiler R6/R7/R8 und R9 und die Basis-Emitterspannung von T1 gegebenen Schwellwert von



Schaltung des Logik-Teststifts

Stückliste

R1, R9, R15, R16, R19, R10: 1kΩ	C1: 1 nF 40 V Keramik
R8: 1,5 kΩ	C2: 10 µF 10 V Tantal
R7: 3,3 kΩ	C3: 33 µF 10 V Tantal
R17, R18: 22 kΩ	D1, D2: 1N4148
R4, R5: 100 kΩ	ZD: 5,6 V, 400 mW
R2, R3: 180 kΩ	T1, T5, T6, T7, T8: BC237
	T2, T3, T4: BC307B
R6: 390 Ω	IC: SN 74123 TTL
R11: 220 Ω	LED: 3...5 mm ∅ diffus
R12, R13, R14: 56 Ω	
Alle Widerstände 1/8 W	

0,4 V, so wird T1 leitend. Über T4/T3, R2, T1, R1 fließt nun ein Strom und steuert das Darlingtonpaar T3/T4 durch. Dadurch steigt die Spannung an R11 soweit an, daß die LED erlöschen.

Überschreitet dagegen die Eingangsspannung den an der Basis von T2 anliegenden Schwellwert plus die Basis-Emitter-Spannung von T2 bei 2,4 V, so wird T2 leitend. Über R1, T2, R3, T5/T6 fließt nun ein Strom und steuert das Darlingtonpaar T5/T6 durch. Dadurch wird R11 überbrückt und der Strom durch die LED nur noch von R12/R13/R14 begrenzt. Die LED leuchten nun hell auf. Das Monoflop 74123 ermöglicht es, auch kurze Impulse von nur wenigen ns Dauer zu erkennen, was sonst oft nur mit einem Speicheroszillografen möglich ist, indem diese verlängert werden. Pulsfolgen bis zu Wiederholfrequenzen im Megahertzbereich werden durch Blinken angezeigt.

Gelangt ein Impuls ausreichender Flankensteilheit an den Eingang, so wird Monoflop 1 getriggert. Die Ausgangsflanke von MF 1 triggert sofort MF 2, welches auf etwa die doppelte Pulslänge eingestellt ist. Durch den H-Zustand am Ausgang von MF 2 wird MF 1 verriegelt und kann durch weitere Impulse nicht mehr nachgetriggert werden. Sobald MF 1 auf H-Pegel gesprungen ist, fließt über R16/T8 ein Strom. T8 wird durchgesteuert, die LED leuchten hell auf.

Gleichzeitig geht jedoch auch MF 2 auf H-Pegel und steuert über R15 T7 durch. Nun kann über T4/T3, R10, T7 ein Strom fließen und T4/T3 werden durchgesteuert. Gleichzeitig wird T5/T6 über D1 verriegelt, damit kein Kurzschlußstrom über T4/T3/T5/T6 fließen kann. Damit steigt die Spannung an R11 an. Dies hat jedoch keinen Einfluß auf die LED, da D2 in Sperrichtung beansprucht wird. Sobald jedoch MF 1 zurückkippt und T8 wieder sperrt, werden die LED durch MF 2 dunkelgesteuert. Nach Ablauf der Pulsperiode von MF 2 zeigen die LED den anliegenden statischen Zustand an. Da jedoch gleichzeitig MF 1 freigegeben wird, kann dieses bei Anliegen einer Taktfrequenz sofort neu getriggert werden und der Vorgang wiederholt sich periodisch.

Aufbau

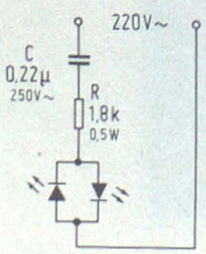
Als Widerstände können 1/8-W-Typen verwendet werden. Der Transistortyp ist nicht kritisch. Es können Silizium-Universaltypen im Plastikgehäuse, ähnlich BC 237/BC 307, verwendet werden. Als Gehäuse kann ein größerer Filzschreiber (Textmarker) dienen. Die Tastspitze und die LED werden in der Kappe montiert. Die LED werden im Winkel von 120° angeordnet. Hier erweist sich eine Kappe mit sechseckigem Querschnitt sehr günstig. Die Bauteile werden frei verdrahtet und untereinander mit UHU-Hart fixiert.

Ein sorgfältiger, äußerst platzsparender Aufbau ist erforderlich. Als Zuleitung dient ein hochflexibles Koaxialkabel. In die Kappenspitze wird mittels Unterlegscheiben eine M3-Messingschraube eingesetzt. In den Kopf dieser Schraube wird eine Bohrung mit 1 mm ∅ angebracht. In diese lötet man eine etwas gekürzte Nähnadel ein.

Sollten andere Schwellspannungen für die logischen Zustände gewünscht werden, so sind diese durch Änderung der Widerstände R6 bis R9 einzustellen. Der Logiktester kann auch als Durchgangsprüfer und zum Testen der Diodenstrecken eines Transistors verwendet werden (gegen $+U_B$).

Netzanzeige mit LED

Als Netzspannungsindikatoren werden üblicherweise – neben Kleinstglühlampen – Glimmlampen verwendet, deren Einbau in Mustergeräten im allgemeinen aufwendig ist. Die Anwendung von LED erleichtert nicht nur die Montage (6,5 ∅ Bohrung in der Frontplatte bei Verwendung der üblichen Befestigungshülsen), sondern ermöglicht zur Zeit vier verschiedene Anzeigefarben.



Auch mit Leuchtdioden lassen sich Netzspannungen anzeigen

Der Betrieb am Netz erfolgt durch Stromeinprägung über einen Kondensator. Wirkleistung fällt nur am Begrenzerwiderstand und der Diodenschaltung an. Somit stellt die Gesamtschaltung – die weniger als 0,5 W Wirkleistung aufnimmt – einen verlustbehafteten Kondensator dar. Eine der beiden Leuchtdioden kann durch eine beliebige Siliziumdiode ersetzt werden.

Dipl.-Ing. Viktor Sauer

Herwig Feichtinger

Nickel-Cadmium-Akkus haben in den letzten Jahren in Bereichen Einzug gehalten, die vorher Trockenbatterien oder Bleiakkus vorbehalten waren; erwähnt seien nur Modellfernsteuerungen, tragbare Rundfunk-, Fernseh- und Funksprechgeräte, Taschenrechner, „schnurlose" Rasierapparate und elektronische Blitzgeräte. Dieser Aufsatz will dem Anwender Möglichkeiten und Grenzen von NiCd-Akkus aufzeigen.

Gasdichte NiCd-Akkumulatoren – Tips für Anwender

NiCd-Akkus werden grundsätzlich in zwei Ausführungen gefertigt: einmal als „offene" Zellen relativ hoher Kapazität, die nur stehend betrieben werden dürfen und einen Wassernachfüll-Stutzen besitzen, und zum zweiten als „gasdichte" Zellen, die wartungsfrei sind und allein schon deshalb eine sehr große Verbreitung gefunden haben.

Der Ausdruck „gasdicht" trifft allerdings nur im Normalbetrieb zu, denn die Zellen verfügen meist über ein Sicherheitsventil, das im Falle zu hohen Innendrucks (z. B. infolge starker Überladung) öffnet.

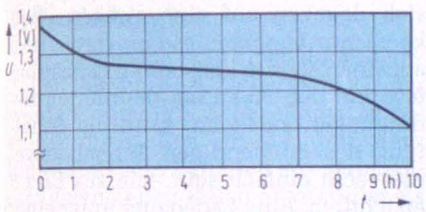


Bild 1. Entladekurve einer NiCd-Zelle

Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren gibt es als Knopf-, Rund- oder prismatische Zellen bzw. als Batterien aus mehreren dieser Zellen. Die meisten Trockenbatterie-Formen, wie etwa Mono-, Baby- und Mignonzellen, sind durch entsprechende NiCd-Akkus austauschbar. Allerdings: Während sechs in Serie geschaltete Kohle-Zink-Zellen eine Nennspannung von 9 V aufweisen, ergeben sich bei der gleichen Anzahl von NiCd-Zellen nur 7,2 V! Geräte, die für beide Stromversorgungsarten geeignet sind, haben daher im Batteriefach Platz für so viele NiCd-Zellen, wie zum Erreichen der Nenn-Betriebsspannung erforderlich sind. Werden aber Trockenbatterien eingesetzt, so wird die erforderliche geringere Zellenzahl durch die Verwendung von sogenannten „Blindzellen" ausgeglichen, die mit ihren spannungsliefernden Artgenossen nur die Form gemeinsam haben, im Inneren aber lediglich ein Stück Draht besitzen.

Das Entladeverhalten von NiCd-Akkus

Ein typisches Spannungs-Zeit-Diagramm für die zehnstündige Entladung zeigt *Bild 1*. Zugrundegelegt ist eine einzelne NiCd-Zelle, die mit einem Strom entsprechend einem Zehntel ihrer Kapazität belastet wird; bei einer Kapazität von 500 mAh wären das also z. B. 50 mA. Auffallend ist die relativ flache Entladekurve, die erst dann steil abfällt, wenn die Zelle ohnehin praktisch leer ist. Die Unterschiede zwischen verschiedenen Ausführungsformen bzw. den Produkten verschiedener Herstellerfirmen betragen in diesem Diagramm nur wenige zehn Millivolt; schließlich kochen alle Firmen nur mit Kalilauge!

Qualitätsunterschiede werden erst sichtbar, wenn der Akku nicht mehr mit I_{10} (so nennt man den Strom, der für eine zehnstündige Entladung sorgt), sondern mit höheren Strömen entladen wird. Theoretisch wäre ja ein Akku, der mit $10 \cdot I_{10}$ belastet wird, in genau einer Stunde leer; in Wirklichkeit ist er es schon früher, weil die Kapazität mit der Höhe der Belastung zurückgeht. *Bild 2* zeigt die Abhängigkeit der entnehmbaren Kapazität vom Entladestrom für verschiedene Zellenarten einer Firma, nämlich für Knopfzellen mit Masse- (Normal-) und Zwillingselektroden und für Zellen mit Sinterelektroden. Letztere haben offensichtlich die günstigsten Eigenschaften, denn auch bei

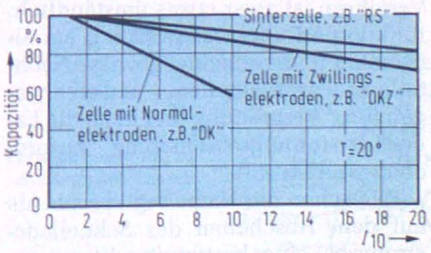


Bild 2. Abhängigkeit der Kapazität vom Entladestrom bei verschiedenen Zellenarten

relativ hoher Belastung besitzen sie praktisch noch ihre volle Kapazität. Dieses Verhalten ist auf den besonders geringen Innenwiderstand der Sinterzellen zurückzuführen, muß aber auch durch einen etwas höheren Preis bezahlt werden. (Diese Zellen sind übrigens auch für das weiter unten besprochene Schnelladen geeignet.)

Außer vom Entladestrom ist die Kapazität von NiCd-Akkus auch noch von der Betriebstemperatur abhängig, wie aus *Bild 3* ersichtlich ist. Die Ursache dafür liegt darin, daß der Innenwiderstand bei tiefen Temperaturen merklich zunimmt. Sinterzellen mit ihrem ohnehin sehr kleinen Innenwiderstand sind daher von tiefen Temperaturen weniger betroffen als Zellen mit Normalelektroden.

Allerdings haben Normalzellen auch einen Vorteil gegenüber den Sinterzellen: ihre Selbstentladung ist wesentlich geringer. *Bild 4* zeigt, wie beide Ausführungen sich bei einer Temperatur von 20 °C selbst entladen. Dazu muß noch bemerkt werden, daß auch diese Kurven temperaturabhängig sind: Ein

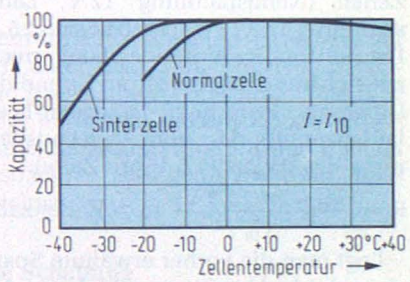


Bild 3. Abhängigkeit der Kapazität von der Temperatur bei Zellen mit Normal- und Sinterelektroden

kalter Akku behält seine Kapazität wesentlich länger, und bei negativen Temperaturen ist die Selbstentladung praktisch zu vernachlässigen.

Lademethoden

Als „Normalladung" bezeichnet man ein Verfahren, bei dem ein völlig entladender Akku etw 12...14 Stunden lang mit dem Strom I_{10} (s. o.) geladen wird, d. h. die in die Zellen „hineingepumpte" Energie ist etwa 20...40 % größer als die bei der Entladung wieder entnehmbare Energie. Die Ursache hierfür liegt im begrenzten Wirkungsgrad von NiCd-Akkus, der bei Sinterzellen etwas günstiger ist als bei Zellen mit Masseelektroden. Vom Laden mit konstanter Spannung, wie das bei Bleiakkus teilweise üblich ist, muß hier dringend abgeraten werden, weil der Ladestrom bei noch fast leerer Zelle unzulässig groß würde. Vielmehr empfehlen die Hersteller eine Ladung mit einigermaßen konstantem Strom, der auch zu Beginn der Ladung nicht größer als etwa $1{,}2 \cdot I_{10}$ sein sollte.

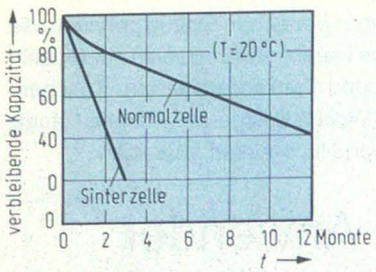


Bild 4. Selbstentladung von NiCd-Zellen

Setzt man einen konstanten Ladestrom der Größe I_{10} voraus, ergibt sich ein Ladespannungsverlauf nach *Bild 5*. Auch hier bewegen sich die Unterschiede zwischen verschiedenen Akkus nur in der Größenordnung von einigen zehn Millivolt. Zu Beginn der Ladung beträgt die Spannung etwa 1,3 V und steigt dann bis etwa 1,5 V pro Zelle an. Um die Bedingung einzuhalten, daß der anfängliche Strom nicht den Wert $1{,}2 \cdot I_{10}$ überschreitet, aber bei nahezu voller Zelle noch I_{10} fließt, muß die Leerlaufspannung des Ladegeräts etwa 2,5 V pro Zelle betragen; für 10 Zellen (Nennspannung 12 V, Ladespannung 13...15 V) ergeben sich 25 V. Der notwendige Vorwiderstand errechnet sich aus dem Ladestrom I_{10} und der Differenz zwischen Ladegerät-Leerlaufspannung U_L und Ladeendspannung des Akkus (1,5 V pro Zelle):

$$R = \frac{U_L - (n \cdot 1{,}5\ V)}{I_{10}} \quad (n = \text{Zellenzahl})$$

Legt man die vorher erwähnte Spannung des Ladegeräts von 2,5 V pro Akkuzelle zugrunde, so ergibt sich der Vorwiderstand zu

$$R = \frac{n \cdot 1\ V}{I_{10}}$$

Dabei ist allerdings eine gesiebte, nicht pulsierende Ladespannung vorausgesetzt. Bei brummempfindlichen Geräten, die während des Ladevorgangs gleichzeitig aus dem Akku versorgt werden, wie etwa Funkgeräte oder Meldeempfänger, ist das auch sinnvoll; sparsame Leute können aber andernfalls die Siebung weglassen. *Bild 6* zeigt eine einfache Schaltung, die für einen 12-V/500-mAh-Akku dimensioniert ist.

Ein wesentlicher Vorzug des Normalladens mit I_{10} ist, daß es relativ unkritisch bezüglich einer eventuellen Überladung ist. Während Sinterzellen sogar wochenlang mit diesem Strom beaufschlagt werden dürfen, ist dies bei Normalzellen zumindest zehn bis 14 Stunden gestattet. Es ist daher zulässig, einen Akku unbekannten Ladezustandes (!) und beliebigen Typs etwa 12 Stunden mit I_{10} zu laden; also auch dann, wenn er ohnehin noch seine volle Kapazität besitzt! Bei dieser Ladeart ist es daher weder notwendig noch üblich, eine automatische Abschaltung im Ladegerät vorzusehen; anders bei der Schnellladung.

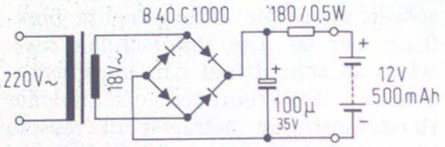


Bild 6. Einfache Ladeschaltung für einen 12-V-Akku mit 500 mAh Kapazität

Grundsätzlich sind für einen Ladestrom größer als I_{10} nur Sinterakkus geeignet; bei Zellen mit Masse- oder Zwillingsmasseelektroden würde der Zelleninnendruck auf unzulässig hohe Werte ansteigen.

Die heutige Technologie ermöglicht die Aufladung eines Sinterakkus bereits etwa innerhalb ein bis zwei Minuten, während Ladezeiten von etwa einer Stunde mit Strömen von $10...15 \cdot I_{10}$ als üblich für Schnellladegeräte bezeichnet werden können. Eine automatische Endabschaltung ist hier unbedingt zu empfehlen. Die einfachste Methode, eine Überladung zu vermeiden, besteht darin, vor dem Ladevorgang den Akku völlig zu entladen, z. B. mit $50 \cdot I_{10}$, und dann mit einer Schaltuhr definiert eine Stunde mit $12 \cdot I_{10}$ aufzuladen. Dieses Verfahren ist zwar etwas umständlich, funktioniert aber nachweislich am sichersten und vermeidet gewisse Nachteile anderer Methoden, von denen wegen ihrer Verbreitung hier noch die Ladeendspannungsabschaltung besprochen werden soll.

Wie schon der Name sagt, beruht sie auf dem Abschalten des Schnellladestroms bei einer bestimmten Klemmenspannung des Akkus. Leider ist das nicht ganz unproblematisch: zum einen ist die Ladeendspannung temperaturabhängig (*Bild 7*), zum zweiten wird sie auch vom Wert des gerade fließenden Ladestroms beeinflußt, bedingt durch den Innenwiderstand der Zellen. Eine dritte Schwierigkeit ist, daß die Spannungsänderung gegen Ende der Ladezeit nur relativ gering ist, oft sogar geringer als die Schwankungen, die sich aus den beiden ersten Punkten ergeben.

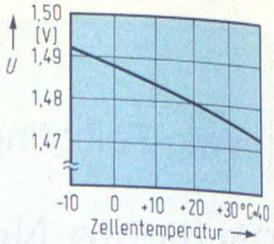


Bild 7. Temperaturabhängigkeit der Ladeendspannung

Dieses Verfahren ist daher technisch aufwendiger, besonders dann, wenn es über einen weiten Temperaturbereich (Temperaturkompensation!) oder bei verschiedenen Ladeströmen und Akkusorten verwendet werden soll. Legt man sich dagegen auf eine einigermaßen konstante Umgebungstemperatur und auf einen ebenso konstanten Ladestrom fest, um den Akku bei definierten Bedingungen zu laden, kann die Schaltung des notwendigen Schnelladegeräts recht einfach sein, wie aus *Bild 8* ersichtlich. Eine Ladedauer unter einer Stunde kann hier allerdings nicht empfohlen werden, da die Erwärmung der Zellen die Ladeendspannung verschieben würde.

Um ein Überladen sicher zu vermeiden, ist es auch sinnvoll, den Ladestrom bereits bei etwa 80 % der Kapazität abzuschalten und dann ohne Zeit- oder Spannungsbegrenzung mit I_{10} weiterzuladen, wie das allgemein von den Akku-Herstellern empfohlen wird.

Die Lebensdauer von NiCd-Akkus

Obwohl sich die Fabrikate der verschiedenen Firmen nur sehr geringfügig im Aufbau unterscheiden, werden recht unterschiedliche Lebenserwartungen angegeben, nämlich etwa zwischen 500 und 10 000 Lade-Entlade-Zyklen. Grundsätzlich kann aber festgestellt werden, daß die Zahl der erreichbaren Zyklen sehr stark mit stei-

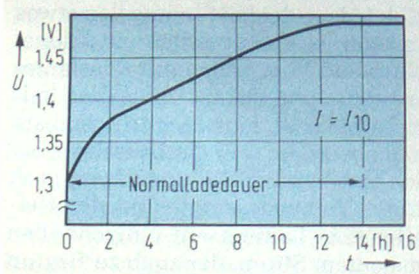


Bild 5. Ladespannungsverlauf einer einzelnen Zelle

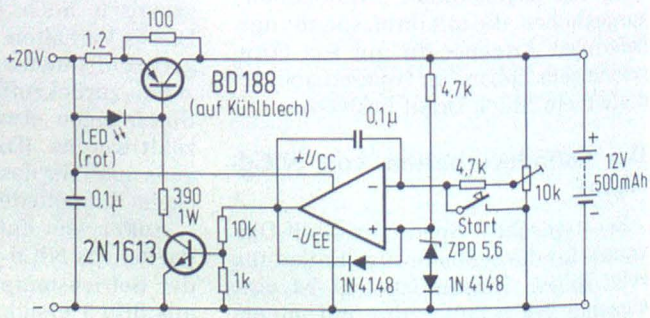


Bild 8. ▶ Schaltung eines Schnellladegeräts, mit dem ein 12-V/500-mAh-Akku in einer Stunde geladen werden kann

gender Zellentemperatur zurückgeht: Kalte Akkus leben länger!

Die sich nach längerer Betriebs- oder Lagerungszeit an der Zellendichtung einstellende Kristallbildung ist kein Anzeichen für ein baldiges Ende der Lebensdauer. Es handelt sich dabei vielmehr um mikroskopische Spuren von ausgelaufenem bzw. durch die Dichtung hindurchdiffundiertem Elektrolyt, der beim Austrocknen an der Luft relativ große Kristalle von Kaliumhydroxid erzeugt.

Soll ein Nickel-Cadmium-Akku längere Zeit gelagert werden, so spielt der anfängliche Ladezustand keine Rolle. Die Hersteller empfehlen Umgebungstemperaturen von 10...20 °C, während die Luftfeuchtigkeit bei etwa 50 % liegen soll. Nach der Lagerung ist es nützlich, den Akku etwa 24 Stunden lang mit I_{10} zu laden, um die Zellen „aufzufrischen" und die volle Kapazität wiederherzustellen.

Schadet dem Akku eine Tiefentladung?

Im Gegensatz zu Bleiakkumulator-Zellen dürfen NiCd-Zellen tiefentladen werden, ohne ihre Lebensdauer zu beeinträchtigen. Das gilt aber mit einer Einschränkung: Batterien aus seriengeschalteten Zellen sollen nicht weiter als auf eine Spannung von etwa 1 V pro Zelle entladen werden, da sonst die Gefahr besteht, daß sich einzelne Zellen wegen der nicht immer exakt gleichen Kapazität umpolen, was die Lebensdauer mit Sicherheit beschneidet. Gerade in diesem Zusammenhang ist dann oft zu beobachten, daß eine einzelne Zelle einer Batterie ausfällt und die mittlere Entladespannung des Akkus deswegen um etwa 1,2 V niedriger liegt. Die Zellen müssen dann einzeln geprüft werden. Bewährt hat sich dafür die folgende Methode:

Zunächst mißt man die Spannung der unbelasteten Zelle; ist sie in Ordnung, sind mindestens etwa 1 V vorhanden. Sollte das nicht der Fall sein, ist nachzuprüfen, ob sich diese Spannung wenigstens einstellt, wenn der Akku etwa zwei Minuten lang mit $10 \cdot I_{10}$ geladen wurde. Um schließlich festzustellen, ob sich die Zelle vielleicht wegen eines Feinschlusses in ihrem Inneren unzulässig schnell selbst entlädt, schließt man sie 24 Stunden lang kurz (es empfiehlt sich bei geladenen Zellen allerdings eine vorherige Entladung über einen Widerstand!) und lädt sie dann etwa zwei Minuten lang mit I_{10}. Die Zelle ist in Ordnung, wenn nach einer Ruhepause von 90 Minuten die Leerlaufspannung noch mindestens 0,5 V beträgt.

Wenn die Akkus unter besonderen Bedingungen, wie hohe mechanische Belastung, extreme Temperaturen u. a., betrieben werden sollen, ist stets eine Rücksprache mit dem Hersteller ratsam.

Literatur

General Electric, Anwendungstechnisches Handbuch: Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, 1975

Varta GmbH, Gasdichte Nickel-Cadmium-Akkumulatoren, Hinweise für die Projektierung, Hannover 1976

Berichtigung

Codierter Türöffner mit nur einer Taste

(Funkschau 1976, Heft 21)

In die Zeichnungen haben sich einige Fehler eingeschlichen. Bei allen IS 7442 müssen in der Schaltung (*Bild* 1) die Pinbezeichnungen 12 mit 15 vertauscht werden. Der Widerstand R2 wird von 10 kΩ auf 100 kΩ geändert.

Bei der Innenschaltung der IS 7442 ist „D" in Wirklichkeit mit Pin 12 verbunden, „9" mit Pin 11 und „8" mit Pin 10.

Im Bestückungsplan muß bei allen senkrecht eingezeichneten Elkos der Pluspol unten liegen; der positive Anschluß des waagrecht eingezeichneten 22-µF-Elkos ist links. Der Widerstand 1 kΩ, der im Bestückungsplan von den Pins 1, 2 und 4 des MFL 1 (CD 4011) zur Versorgungsspannung gezeichnet ist, wurde in der Schaltung vergessen; er kann allerdings auch entfallen.

Verbesserung des Nf-Störabstandes durch aussteuerungsabhängiges Rauschfilter

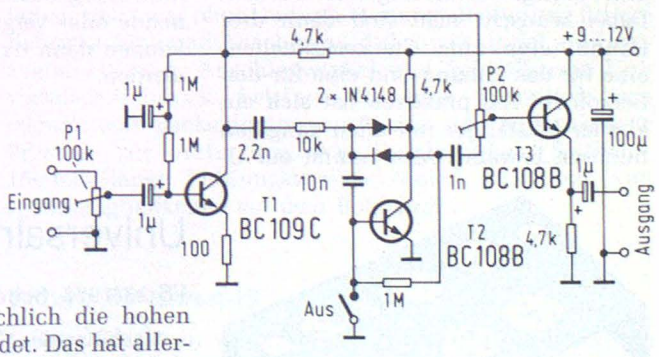
Die weit verbreiteten Kassetten-Tonbandgeräte der unteren Preisklasse haben einen Störabstand, der – bedingt durch die geringe Spurbereite und die kleine Bandgeschwindigkeit – oft in der Größenordnung von etwa 35 dB liegt, was besonders bei der Wiedergabe über eine Hi-Fi-Anlage unangenehm auffällt. Untersucht man das Rauschspektrum genauer, so zeigt sich, daß der Störabstand insbesondere bei den höheren Nf-Frequenzen, also oberhalb etwa 4 kHz, ungenügend ist.

Hochwertige Hi-Fi-Verstärker besitzen daher ein schaltbares „Rauschfilter", das auch tatsächlich die hohen Frequenzen beschneidet. Das hat allerdings den Nachteil, daß dadurch auch der Frequenzbereich des Nutzsignals eingeengt wird.

Da das Rauschen aber nur bei den leisen Stellen zu hören ist und sonst vom Nutzsignal überdeckt wird, liegt der Gedanke nahe, ein solches Rauschfilter nur dann wirken zu lassen, wenn die Aussteuerung sehr gering ist. Ein solches Verfahren, das den ausnutzbaren Dynamikbereich z. B. von Tonbandgeräten erheblich erweitert, ist seit einiger Zeit unter dem Namen „DNL" (Dynamic Noise Limiter) bekannt. Das *Bild* zeigt eine nach diesem Prinzip arbeitende Schaltung, die sich durch einen besonders geringen Aufwand auszeichnet.

Die Schaltung

Das Eingangssignal gelangt über einen Pegeleinsteller (P1) zunächst zu einer Vorverstärkerstufe (T1), an deren Kollektor sich die Nf nun aufteilt: die hohen Frequenzen gelangen über eine Begrenzerstufe (T2) und die niedrigeren direkt zu einem Balanceeinsteller (P2). Dieser ist so einzustellen, daß sich Frequenzen über etwa 4...5 kHz gerade aufheben, da die Phase in der Begrenzerstufe um 180° gedreht wird. Der nachfolgende Transistor T3 erniedrigt lediglich die Ausgangsimpedanz der Schaltung. Die Wirkungsweise ist leicht zu verstehen: Bei geringer Aussteuerung heben sich hohe Nf-Frequen-



Einfache Schaltung zur dynamischen Rauschunterdrückung

zen am Balance-Einsteller auf; wenn die Nf-Spannung anwächst, gerät die zweite Stufe in Begrenzung und verschiebt die Symmetrie, so daß die Höhen wieder hörbar werden.

Natürlich entstehen bei jeder Begrenzung Oberwellen des Eingangssignals; wegen der symmetrisch angeordneten Dioden hier jedoch nur ungeradzahlige. Die Harmonischen liegen daher so hoch, daß sie keinen Störeindruck hervorrufen können.

Abgleich

Zunächst wird auf den Eingang nur das normale Grundrauschen gegeben, z. B. von einem Tonbandgerät mit einem unbespielten Band. Der Pegeleinsteller P1 wird nur so weit aufgedreht, daß dieses Rauschen gerade zu hören ist. Nun dreht man vorsichtig am Balanceeinsteller P2, so daß ein deutliches Rauschminimum auftritt. Erst jetzt wird P1 weiter aufgedreht, und zwar genau an den Punkt, wo ein eindeutig hörbarer Rauschunterdrückungs-Schwellwert auftritt. Wenn jetzt ein bespieltes Tonband verwendet wird, zeigt sich sofort eine wesentliche Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes.

Die Schaltung eignet sich gleichermaßen für Kassettenrecorder, alte Platten und leicht verrauscht einfallende UKW-Sender. H. Feichtinger

Sensortasten selbstgebaut

Immer öfter erscheinen in der FUNKSCHAU Bauanleitungen für Geräte mit Sensorbedienung. Da sich viele Hobby-Elektroniker solche Geräte – sei es aus praktischen Erwägungen oder auch aus Designgründen – nachbauen möchten, taucht hier auch oft die Frage auf, wie man Sensoren mechanisch gestalten könnte.

Hierbei müssen folgende Anforderungen an die Berührungsflächen gestellt werden:

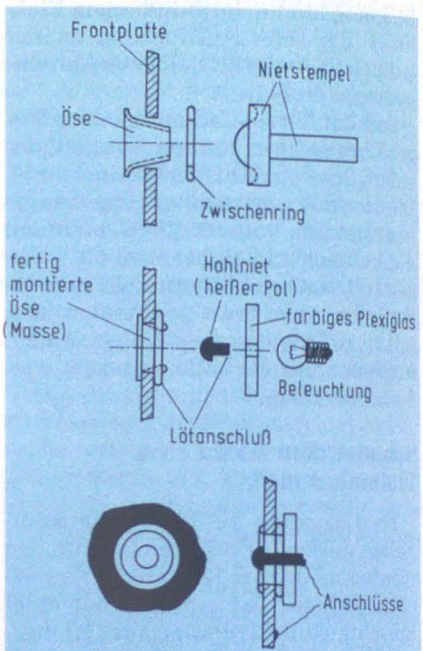
a) Der Sensor darf auch über längere Benutzungszeiträume nicht korrodieren.

b) Er sollte anschlußseitig lötbar sein.

c) Er muß sich einfach in Gehäuse, Frontplatten usw. montieren lassen.

d) Der Sensor soll – last, not least – ein gefälliges Äußeres besitzen.

Diese Anforderungen werden von Ösen mit Hohlnieten, wie sie z. B. bei Öljacken oder Zelten verwendet werden, außerordentlich gut erfüllt. Diese Ösen bzw. Hohlnieten sind rund, in verschiedenen Größen erhältlich, vernickelt, gut lötbar und leicht zu montieren. Die Montage ist aus dem *Bild* ersichtlich. Zu diesen recht preiswerten „Sensoren" wird das nötige Montagewerkzeug übrigens gleich mitgeliefert. Sie haben zudem den Vorteil, daß sie in fast jeder Kurzwarenabteilung oder in Nähwarengeschäften erhältlich sind. Der Verfasser hat sich auf diese Weise seine sensorbedienten Geräte gebaut, ohne daß es jemals zu „Kontaktschwierigkeiten" kam!



Zusammenbau des Sensors aus verschiedenen Nietteilen

Besonders elegant wirken die Sensoren, wenn sie auf mattschwarzem Untergrund montiert werden und im Ein-Zustand beleuchtet werden (Hersteller: Ösen Fa. Prym, Hohlnieten Fa. suki).

Klaus-Dieter Ratsch

Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern

Oftmals müssen Kabel an Dioden- und sonstige Stecker angelötet werden. Dabei wünscht man sich dann drei Hände: eine zum Steckerfesthalten, eine für das Lötzinn und eine für den Lötkolben! Als praktisch hat sich ein kleiner Lötständer mit allen gängigen Buchsen bewährt. Man nimmt ein U-förmig gebogenes Blech und montiert darauf die gängigen Buchsen und Stekker. Hier kann nun ohne Schwierigkeiten gelötet werden. Man sollte das Blech übrigens größer als im Moment notwendig ausführen; später erscheinende oder vergessene Steckerformen können dann nachträglich angebracht werden. Manfred Kurth

Ein praktisches Hilfsmittel in der Hobbywerkstatt ist dieser Stecker- und Buchsenhalter

Universalnetzteil mit Stromregelung

FS 23/1976, Seite 1021

Nach Bau des Netzteils stellte ich fest, daß das Gerät sich auch ausgezeichnet als Kurzschlußtester einsetzen läßt. Bei kurzgeschlossenem Ausgang (2-A-Bereich) stellt man den Strom so ein, daß die rote Leuchtdiode gerade noch anzeigt. Beim Prüfen von Widerständen mit kleinen Werten (Wicklungen o. ä.) leuchtet in einwandfreiem Zustand des Bauteiles die grüne Leuchtdiode auf. Auf diese Weise können Kurzschlüsse von Widerständen $< 1\ \Omega$ unterschieden werden. Rudolf Fetting

Es hat sich übrigens herausgestellt, daß die Stromregelung des oben genannten Netzteils nicht in allen Fällen richtig arbeitet. Dies liegt an den unterschiedlichen Durchlaßkennlinien der in dieser Schaltung verwendeten gelben Leuchtdiode. Der Strom, der die Basis des Stromregeltransistors T5 ansteuern soll, fließt über diese Diode ab.

Abhilfe schafft eine Diode (z. B. 1 N 4148), die in Reihe zu dem 1-kΩ-Widerstand an Punkt 11 der Platine geschaltet wird. Die Katode der Diode zeigt dabei zur Basis des Transistors T5.

Herwig Feichtinger

Die hier beschriebene Schaltung enthält eine Hf- und eine Nf-Endstufe, um Reichweite und Wiedergabelautstärke von tragbaren 2-m-FM-Geräten bei Mobilbetrieb (oder als Feststation) zu erhöhen. Besonders praktisch ist die Möglichkeit, den im Gerät enthaltenen 12-V-Akku aus der Autobatterie aufzuladen.

Mobil-Zusatz für 2-m-Handfunksprechgeräte

Der Mobil-Zusatz wurde ursprünglich für das in der FUNKSCHAU 1977, Heft 2, beschriebene Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer entwikkelt, er eignet sich jedoch auch für die meisten anderen Gerätetypen. Das eingebaute Akku-Ladegerät arbeitet mit einem eisenlosen Spannungswandler und liefert einen Ladestrom von etwa 25 mA, ist also für eine Akku-Kapazität von 250 mAh geeignet; durch Ändern eines Widerstandes können aber auch bis zu 50 mA entnommen werden. Die Nf-Endstufe weist eine Spannungsverstärkung von etwa 4 auf und kann über 3 W an einen 4-Ω-Lautsprecher abgeben; die Hf-Endstufe verstärkt um den Faktor 10 und vermag maximal 12 W an die Antenne zu liefern.

Die Nf-Endstufe

Da nur eine relativ geringe Spannungsverstärkung erforderlich ist, wurde die Nf-Endstufe in diskreter Technik aufgebaut, was eine recht preiswerte Lösung darstellt. Wichtig ist, daß der Lautsprecherausgang des angeschlossenen Funkgeräts gleichspannungsfrei ist; andernfalls muß die Schaltung in *Bild 1* durch einen Koppelkondensator (etwa 10 µF) am Eingang erweitert werden.

Die Ruhestromeinstellung der beiden Endtransistoren erfolgt mit zwei Dioden und einem parallelliegenden Widerstand (47 Ω). Um eine möglichst große Ausgangsleistung zu erzielen, wird die „Bootstrap"-Schaltung verwendet, d. h. die Ausgangsspannung wird kapazitiv auf die Treiberstufe rückgeführt.

Die Schaltung der Nf-Endstufe ist so ausgelegt, daß Frequenzen unter etwa 300 Hz stark geschwächt werden, da sie nur einen unnötigen Teil der Leistung beanspruchen würden, ohne die Verständlichkeit zu verbessern.

Die Hf-Endstufe

Übliche tragbare FM-Geräte besitzen Ausgangsleistungen in der Größenordnung von 1 W, um den eingebauten Akku nicht übermäßig zu belasten. Da im Auto oder zu Hause der Stromverbrauch (fast) keine Rolle spielt, kann man sich den Luxus einer Reichweitensteigerung durch eine zusätzliche Hf-Endstufe durchaus leisten. Die in *Bild 2* gezeigte Schaltung verstärkt die Leistung um den Faktor 10 und ist bis zu einer Ausgangsleistung von 12 W aussteuerbar. Die Sende-Empfangs-Umschaltung erfolgt rein elektronisch mit drei antiparallelen Diodenpaaren, die bei Empfang sperren, da ihre Schwellspannung nicht erreicht wird, und bei Senden von der Hf selbst durchgeschaltet werden. Am Antennenausgang dient ein π-Filter zur Unterdrückung von Oberwellen, die wegen des in C-Betrieb arbeitenden Endtransistors entstehen.

Der CTC-Transistor B12-12 wurde wegen seiner Unempfindlichkeit gegenüber Leerlauf und Kurzschluß der Ausgangsbuchse gewählt; bei Betriebsspannungen bis zu 15 V ist er fast nicht totzukriegen, solange man nur für ausreichende Kühlung sorgt.

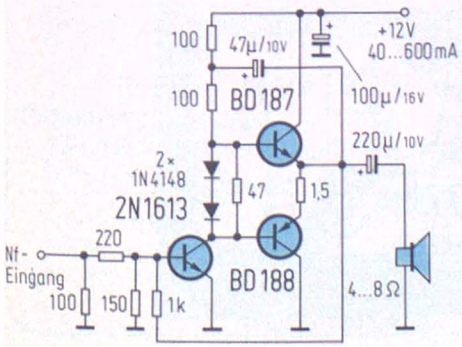
Besonders nützlich: das Ladegerät

Um den im Funkgerät eingebauten 12-V-Akku auch aus dem 12-V-Bordnetz im Kraftfahrzeug aufladen zu können, enthält der Mobilzusatz einen Spannungswandler, der eine Leerlaufspannung von etwa 24 V erzeugt; dies ist notwendig, weil ein Nickel-Cadmium-Akkumulator erst bei einer Klemmenspannung von etwa 15 V geladen ist, während die mittlere Spannung des Bordnetzes nur bei 13,5 V liegt.

Der Spannungswandler arbeitet ohne Trafo; wegen des geringen notwendigen Stromes wurde eine IS 555 verwendet, deren rechteckförmige Ausgangsspannung mit einer üblichen Spannungsverdoppler-Schaltung zur Erzeugung der notwendigen Ladespannung herangezogen wird. Da die Schwingfrequenz bei etwa 20 kHz liegt, genügen relativ kleine Kondensatoren, um die Ausgangsspannung von Wechselspannungsresten zu säubern.

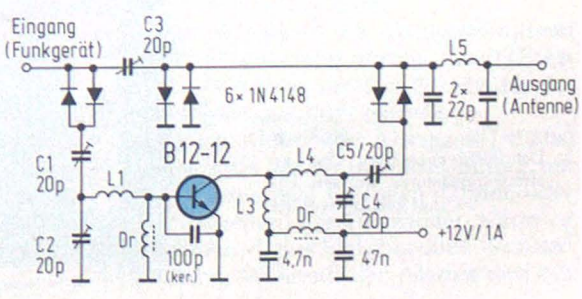
Eine LED zeigt den Ladestrom an; der Ladezustand läßt sich allerdings nicht erkennen, da der Strom über die Ladedauer nahezu konstant bleibt. Auf eine automatische Endabschaltung wurde absichtlich verzichtet, weil es sehr schwierig ist, ein sicheres Abschalten einer solchen Automatik über den gesamten vorkommenden Temperaturbereich zu gewährleisten.

Will man nicht einen 250-mAh-Akku aufladen, für den das Ladegerät in *Bild 3* dimensioniert ist, sondern eine 500-mAh-Ausführung, so ist der am Ausgang befindliche 220-Ω-Widerstand auf etwa 47 Ω abzuändern; der Ladestrom beträgt dann nicht mehr 25 mA, sondern 50 mA. Um dann die Leuchtdiode nicht zu überlasten, empfiehlt es sich, ihr einen 68-Ω-Widerstand parallelzuschalten, der einen Teil des Ladestromes übernimmt.



◀ Bild 1. Die Schaltung der Nf-Endstufe. Sie liefert etwa 3 W an einem 4-Ω-Lautsprecher

Bild 2. ▶ Die Hf-Endstufe arbeitet mit elektronischer Sende-Empfangs-Umschaltung und besitzt eine Verstärkung von 10 dB
Die Phasenleitung zwischen C3 und L5 wird auf der Platine durch eine Spule (L2) verkürzt.



Drei Schaltungsteile – eine Platine

Alle drei beschriebenen Baugruppen des Mobil-Zusatzes sind auf einer gemeinsamen Platine (*Bild 4*) untergebracht; sie sind aber räumlich so verteilt, daß sie z. B. durch Zersägen der Platine auch getrennt aufgebaut werden können.

Bild 5 zeigt den passenden Bestückungsplan. Für die Nf-Endtransistoren eignen sich selbstverständlich auch ähnliche, gleichwertige Typen; in jedem Fall ist aber die Montage auf einem Kühlblech oder -körper erforderlich. Am einfachsten ist es, die beiden Nf-Transistoren direkt an eine Gehäusewand zu schrauben.

Beim Hf-Endtransistor ist das leider nicht möglich, da er möglichst kurzbeinig auf die Platine gelötet werden muß. Als Kühlung bietet sich hier an, ihn von unten auf die Platine zu setzen und ihn mit seinem Schraubstutzen an einem Zwischenblech innerhalb des Gehäuses zu befestigen.

Der 100-pF-Kondensator zwischen Basis und Emitter des Hf-Endtransistors muß direkt an die Anschlußfahnen des B12-12 gelötet werden, um die Zuleitungsinduktivitäten gering zu halten.

Abgleich der Hf-Endstufe

Da weder die Nf-Endstufe noch das Ladegerät eine Einstellarbeit erfordern, beschränkt sich der Abgleich auf die Hf-Endstufe; hierzu ist außer dem Funkgerät lediglich ein Hf-Wattmeter erforderlich.

Zunächst wird allerdings eine Antenne angeschlossen und der Trimmer C 3 mit Hilfe eines schwach einfallenden Senders auf besten Empfang eingestellt. Dann ersetzt man die Antenne durch ein Wattmeter, schaltet das Funkgerät auf Sendung und gleicht alle übrigen Trimmer auf maximale Ausgangsleistung ab.

Siebung der Bordnetz-Spannung

Um unerwünschte Störungen im Empfänger und auf der Sendermodulation durch Wechselspannungsanteile des Bordnetzes im Kraftfahrzeug zu vermeiden, ist in jedem Falle eine ausreichende Siebung ratsam.

Ein großer Teil solcher Störungen läßt sich schon dadurch umgehen, daß die Betriebsspannung z. B. nicht vom Zigaretten-Anzünder oder ähnlich „verseuchten" Anschlüssen abge-

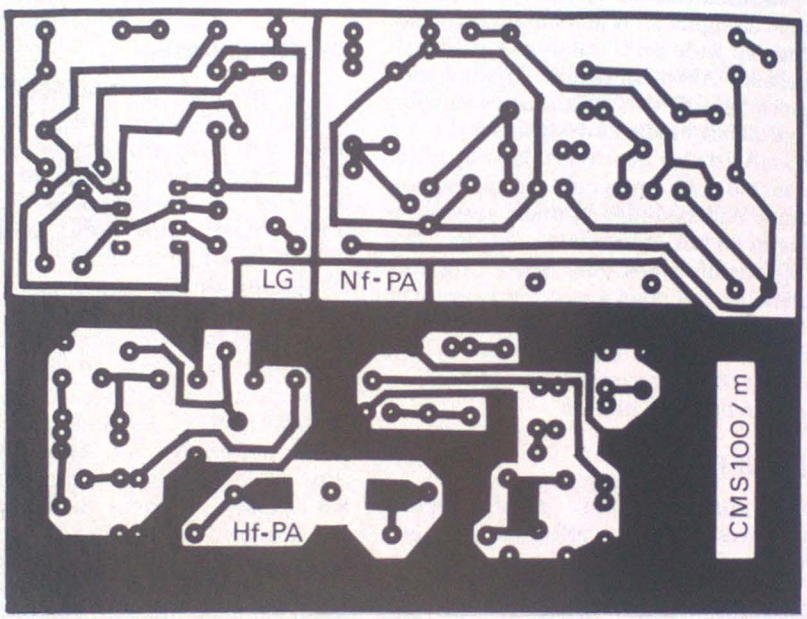
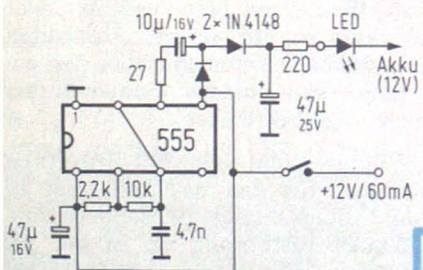


Bild 4. Auf dieser Platine sind Nf- und Hf-Endstufe sowie das Ladegerät untergebracht



▲ Bild 3. Die Schaltung des Mobil-Ladegeräts. Es ist für einen Ausgangsstrom von 25 mA dimensioniert, kann aber durch Ändern eines Widerstandes auch für 50 mA ausgelegt werden

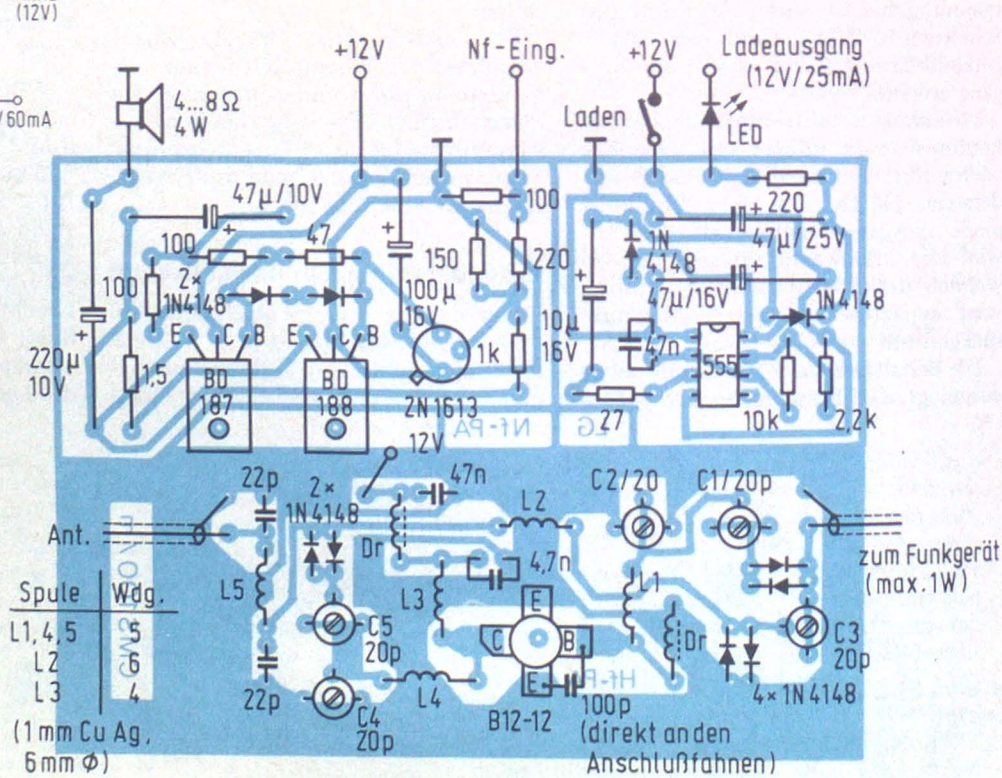


Bild 5. ▶ Der Bestückungsplan. Die Leistungstransistoren müssen unbedingt gekühlt werden

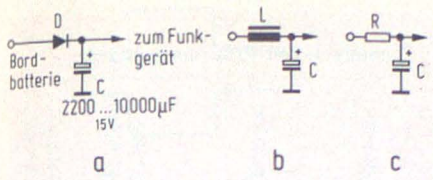


Bild 6. Drei Möglichkeiten zur Siebung der Bordnetz-Spannung in einem Kraftfahrzeug. Synthesizer-Funkgeräte verlangen eine besonders gut gesiebte Betriebsspannung

nommen wird, sondern direkt von den Anschlußklemmen der Bordbatterie. Ihr geringer Innenwiderstand ist oft ein besseres Siebmittel als riesige Elkos!

Trotzdem reicht oft diese Maßnahme allein nicht zur vollständigen Beseitigung von Lichtmaschinen-Geräuschen, Scheibenwischer-Impulsen und ähnlichen Störungen aus, so daß zusätzliche Bauelemente zur Siebung notwendig werden. *Bild 6* zeigt einige Möglichkeiten, wie eine gute Siebung der Betriebsspannung mit relativ geringem Aufwand möglich ist.

Je nach Art und Spannungsverlauf der Störspannung ist eine der drei gezeichneten Methoden mehr oder weniger gut geeignet. Die Diode in Bild 6a bedingt natürlich einen Spannungsabfall, der aber meist noch in Kauf genommen werden kann. Die Siebwirkung besteht darin, daß über die Diode der Strom nur in den Elko hinein-, aber nicht herausfließen kann, so daß die Diode scheinbar einen hohen Innenwiderstand aufweist, der höher als der dem tatsächlichen Spannungsverlust entsprechende Widerstand ist.

Verbreitet ist auch eine Siebung nach Bild 6b, wo eine Nf-Drossel ausreichender Strombelastbarkeit an die Stelle der Diode tritt. Wenn keine allzu großen Ströme fließen, läßt sich die Drossel sogar durch einen Widerstand ersetzen, der wegen der an ihm abfallenden Spannung natürlich nicht sehr groß sein darf; infolgedessen ist auch die Siebwirkung nicht so gut wie bei den beiden vorangegangenen Schaltungen.

Allgemein kann gesagt werden, daß Synthesizer wesentlich anfälliger gegenüber Störspannungen auf dem Bordnetz sind als quarzgesteuerte Geräte; sie erfordern daher eine besonders gute Siebung.

Um die Strombelastung der Siebung gering zu halten, kann die Betriebsspannung des hier beschriebenen Mobil-Zusatzes auch direkt mit dem Bordnetz verbunden werden, so daß nur die Versorgung des Funkgeräts selbst gesiebt werden muß. Dadurch ist der in der Siebung fließende Strom nur etwa 200...400 mA.

Die Platine, passende Bauelemente und ein zum Einschieben des in der FUNKSCHAU beschriebenen 80-Kanal-Handfunksprechgerätes geeignetes Gehäuse liefert die Firma J. Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82.

Literatur

2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1977, Heft 2, und FUNKSCHAU 1976, Heft 18

Ing. (grad.) Helmut Ebersmann

Digitale Einbruch-Warnanlage

Die nachfolgend beschriebene Warnanlage ist für den Einbau in Kraftfahrzeuge bestimmt, kann aber genauso gut im Haus oder für andere Zwecke eingesetzt werden. Sie zeichnet sich durch eine geradezu „intelligente" Steuerung aus.

Ein Problem bei der Anwendung von Alarmanlagen ist das Schärfen und das Entschärfen. Es soll einerseits für den Anwender problemlos sein, ihn in seinen Benutzergewohnheiten also möglichst wenig einschränken, andererseits soll es einem potentiellen Dieb nicht möglich sein, die Alarmanlage außer Gefecht zu setzen.

Bei Kfz-Alarmanlagen ist es oft üblich, zum Schärfen und Entschärfen eine Zeitkonstante einzuführen. Beim Entschärfen erweist sich diese Methode als praktikabel; beim Schärfen hingegen treten hier Probleme auf. Ist die Zeit zu kurz gewählt, muß man das Fahrzeug fluchtartig verlassen, ist sie dagegen zu lang, hat man keine Kontrolle über das Scharfwerden der Anlage. Das Bedienen über Tür- oder Zündschloß ist meist technisch und/oder mechanisch zu kompliziert.

Als Kriterium zum Ansprechen der Anlage wird meist das Öffnen einer Tür über den Türkontakt der Innenbeleuchtung gewählt. Warum soll man dies nicht auch als Kriterium zum Scharfmachen benutzen?

Der Funktionsablauf

Der Funktionsablauf wurde also wie folgt festgelegt:

1. Betätigen eines Schalters vor dem Aussteigen (für Umstehende fast unbemerkt), wobei es nicht von Bedeutung sein soll, ob die Tür bereits offen oder noch geschlossen ist.
2. Rückmeldung der Anlage durch Aufleuchten einer Leuchtdiode.
3. Öffnen der Tür ohne Reaktion der Anlage.
4. Schließen der Tür und damit endgültiges Scharfmachen der Anlage. Rückmeldung durch Verlöschen der Leuchtdiode.
5. Beim nächsten Öffnen einer Tür Ablauf einer Verzögerungszeit (5s genügen). Innerhalb dieser Zeit Möglichkeit zum Ausschalten mittels desselben Schalters.
6. Nach Ablauf der Verzögerungszeit Einschalten des Alarms. (Der TÜV erlaubt hierzu nur die Benutzung der fahrzeugeigenen Hupe!).
7. Nach Ablauf der Alarmzeit (< 30s) geht die Anlage in Wartestellung, um bei erneutem Bewegen (Öffnen oder Schließen) der Tür wieder Alarm zu geben, dieses Mal aber ohne Verzögerung. Während des Alarms darf ein

2-m-Mini

Rechtzeitig zur „Ham '77", der Amateurfunk-Messe in Friedrichshafen, bringt die FUNKSCHAU in Heft 14 wieder ein Schmankerl für Selbstbauer: das 2-m-Mini. Ein kleines, aber feines FM-Gerätchen, etwas größer als eine Zigarettenpackung, dafür weniger gesundheitsschädlich, mit 100 mW Ausgangsleistung und zwei Festkanälen. Der Empfänger-Ruhestrom beträgt nur 5 mA, deshalb sind auch mit einer handelsüblichen 9-V-Batterie viele Betriebsstunden möglich. Ein Mustergerät wird in Friedrichshafen auf dem Franzis-Stand zu sehen sein. Fe

Abschalten über den erwähnten Schalter selbstverständlich nicht möglich sein.

Zur Anordnung des Schalters ein Tip. Es gibt zwei Möglichkeiten: a) versteckte Anbringung, für den nicht Eingeweihten also unsichtbar. Diese Methode ist aber oft umständlich und man fällt durch ungewöhnliches Hantieren auf, b) offene Anbringung am Armaturenbrett, getarnt mit einer normalen Funktion. Der Fantasie des Anwenders sind hier nur wenig Grenzen gesetzt.

Die Steuerung

Für die Realisierung der Schaltung bietet sich heute die leistungssparende CMOS-Technik an.

Die eingangs aufgestellten Anforderungen an die Warnanlage lesen sich fast wie ein Programm. Was liegt also näher, als die Schaltung ähnlich wie einen Rechner aufzubauen. Der einzige Unterschied zu einem echten Mikrocomputer ist der, daß das Programm fest installiert ist.

Die zentrale Einheit eines solchen Mikroprozessors ist der Adreßzähler mit dem Befehlsregister. Das Befehlsregister übersetzt die im Adreßzähler stehende Zahl in einen entsprechenden Befehl. Im Befehl enthalten ist die nächste Zahl für den Adreßzähler, die entweder direkt oder erst nach Eintritt einer weiteren Bedingung angesteuert wird.

In der *Tabelle 1* ist das Programm zu sehen. In der ersten Spalte ist die Adresse und ihre Bedeutung zu lesen. Die zweite Spalte zeigt die Funktion, die das Befehlsregister auszugeben hat. Die dritte Spalte enthält die Bedingung, unter welcher der Adreßzähler auf die nächste Adresse übergeht. In der letzten Spalte schließlich ist die Adresse notiert, auf die der Adreßzähler beim Eintritt der Sprungbedingung übergeht.

Aufgeschlüsselt liest sich das Programm wie folgt: Im rückgestellten Zustand (reset), der Befehlsschalter steht also auf ‚aus', steht im Adreßzähler die Zahl 2. Der Taktgenerator (clock) ist einzuschalten. Nachdem der Befehlsschalter auf ‚ein' geschaltet wird, wird der Reset-Befehl aufgehoben und der Zähler springt mit dem nächsten Clockimpuls auf 3.

Auf 3 ist die Anlage voreingestellt (preset). Über T3 wird (die Anzeige eingeschaltet. Das Tor 1, das nur einen Impuls durchläßt, wenn die Tür geschlossen wird (die Eingangsspannung springt von low auf high), wird freigegeben. Damit geht der Zähler auf 4.

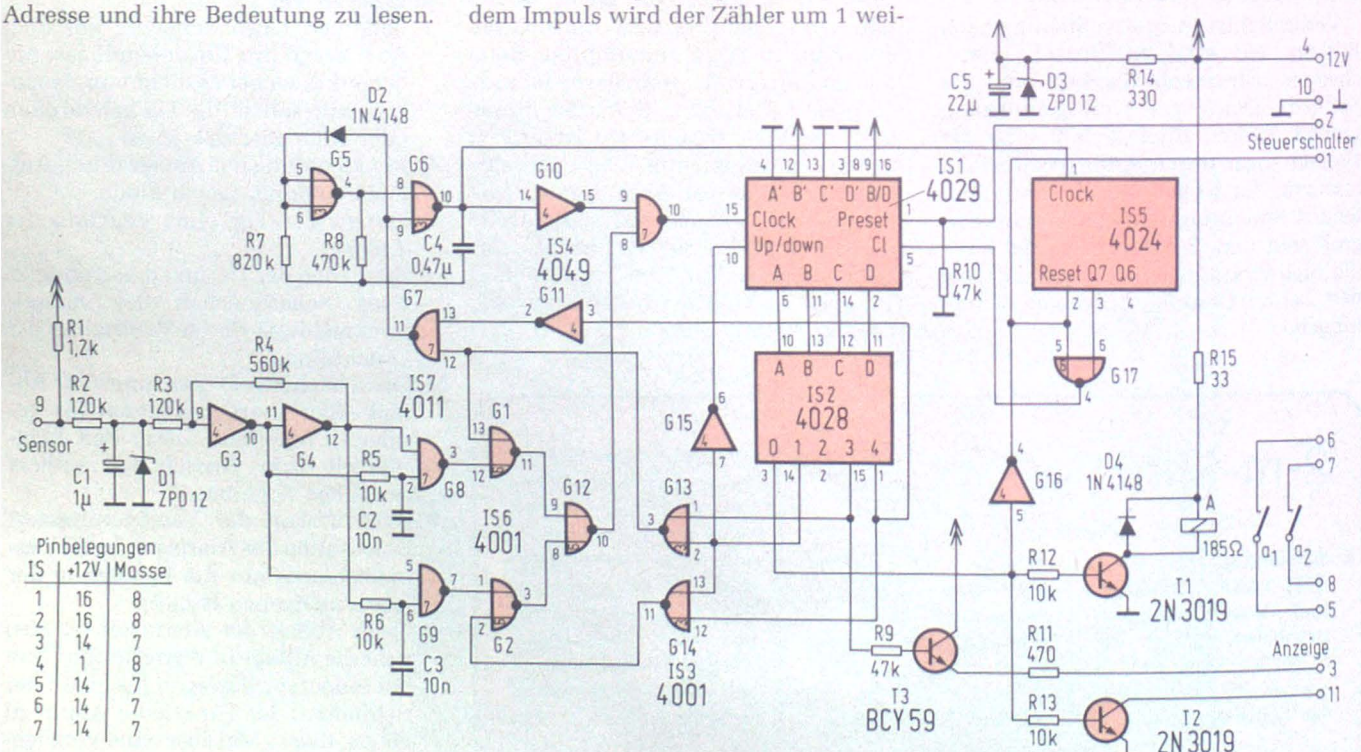
Bei 4 ist die Anlage scharf (set). Die Anzeige verlöscht. Jetzt wird das zweite Tor geöffnet, das nur beim Öffnen einer Tür einen Impuls durchläßt (Eingang von high auf low). Durch einen solchen Vorgang wird der Adreßzähler auf 5 gesetzt.

Damit beginnt die Verzögerung (delay). Die Eingänge sind verriegelt. Der Taktgenerator gibt Impulse ab. Mit jedem Impuls wird der Zähler um 1 weitergesetzt, bis er bei Null ankommt. Insgesamt sind dazu 12 Impulse nötig.

Im Zählerstand Null wird Alarm gegeben, der Adreßzähler IS 1 wird festgehalten und das Rücksetzen unmöglich gemacht (enable). Der Alarmzeit-

Tabelle 1. Der Programmablauf

Adresse	Funktion	Sprungbedingung	nächste Adresse
2 reset	Takt ein	Befehlsschalter ein, Takt	3
3 preset	Gate 1 auf, Anzeige an	Eing. low-high	4
4 set	Gate 2 auf	Eing. high-low	5
5 delay	Takt ein	Takt	6
6 delay	Takt ein	Takt	7
.			
.			
.			
15 delay	Takt ein	Takt	0
0 alarm	IS 1: enable clock- input & reset, IS 2: count, Takt ein, T 1 und T 2 ein	Q7 high : Takt	1
1 alarm-preset	Gates 1 und 2 auf; IS 1: Rückwärtszählen	Eing. low-high + high-low	0



Pinbelegungen

IS	+12V	Masse
1	16	8
2	16	8
3	14	7
4	1	8
5	14	7
6	14	7
7	14	7

Bild 1. Die Schaltung der Alarmanlage

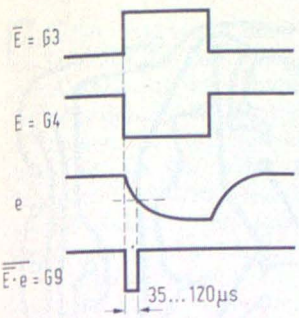


Bild 2. Der Schaltvorgang der Gatter G 8 und G 9

zähler IS 2 fängt an, die Taktimpulse zu zählen. Bei einem bestimmten Zählerstand wird über seinen Ausgang Q7 ein Signal abgegeben, das mit dem nächsten Taktimpuls den Adreßzähler wieder um 1 weitersetzt. Der Alarm wird ausgeschaltet, beide Eingangstore geöffnet, Zähler 2 rückgesetzt und Zähler 1 auf Rückwärtszählen (countdown) vorbereitet. Kommt jetzt ein weiterer Impuls über Tor 1 oder 2, so springt der Adreßzähler auf Null zurück und der Alarm beginnt von vorn. Das Rücksetzen auf den Zustand 2 ist jederzeit außer beim Zählerstand 0 möglich.

Der Stromlaufplan ist in *Bild 1* dargestellt. Als Adreßzähler arbeitet der Zähler IS 1 vom Typ CD 4029, ein voreinstellbarer Vor-Rückwärtszähler. Die Decodierung (sie entspricht dem Befehlsregister) findet in IS 2, (Typ CD 4028) statt. *Tabelle 2* stellt die aus Tabelle 1 abgeleiteten logischen Verknüpfungen dar.

Die Eingangsschaltung

Der Impuls vom Türkontakt muß zunächst einmal aufbereitet werden. Der Widerstand R1 dient dazu, auch dann eine logische 1 am Eingang zu garantieren, wenn die Innenbeleuchtung des Fahrzeuges ausgeschaltet ist. Mittels R2 und C1 wird das Eingangssignal integriert, um Störungen, vor allem Schalterprellen, auszufiltern. Die beiden Inverter G3 und G4 sind durch R3, R4 als

Tabelle 2. Logische Verknüpfungen

Clock-Steuerung:	$\overline{\overline{1+3 \cdot 4}}$
IS 1, CI:	$\overline{\overline{0+Q7}}$
IS 1, clock:	$\overline{\overline{G1+G2 \cdot Clock}}$
IS 1, up/down:	$\overline{1}$
Gate 1:	$\overline{\overline{1+3+\overline{E \cdot e}}}$
Gate 2:	$\overline{\overline{1+4+\overline{E \cdot e}}}$

(e = E verzögert; E = Eingang)

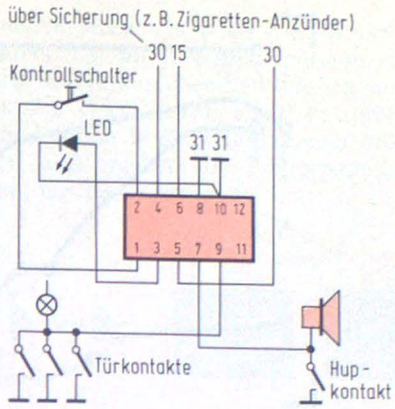


Bild 3. Die externe Verdrahtung der Alarmanlage

Schmitt-Trigger geschaltet, was zur weiteren Erhöhung des Störabstandes beiträgt. Die Z-Diode D1 schützt die CMOS-Schaltkreise vor Spannungsspitzen aus dem Bordnetz die einige kV betragen können.

Aufgabe der NAND-Gatter G8 und G9 ist es, nur auf der Flanke des Eingangssignales einen kurzen Impuls zu erzeugen. Dazu wird dem phasenrichtigen Signal jeweils das invertierte Signal verzögert hinzugefügt; *Bild 2* zeigt den Schaltvorgang. Das Gatter G9 erzeugt also einen Impuls beim Öffnen der Tür. Der Eingang geht dabei auf low. G8 erfüllt die entgegengesetzte Funktion.

Der Taktgenerator arbeitet in bekannter Schaltung mit den Gattern G5, G6. Die Taktzeit ergibt sich aus der geforderten Verzögerungszeit und den laut Programm zu zählenden Impulsen.

$$\text{Taktzeit} = \frac{\text{Verzögerungszeit}}{N} = \frac{5}{12} = 0{,}41667 \text{ s}$$

Aus der Taktzeit und der geforderten Alarmzeit ergibt sich die benötigte Kapazität des Alarmzeitzählers IS 5.

$$N5 = \frac{\text{Alarmzeit}}{\text{Taktzeit}} = \frac{30 \text{ s}}{0{,}42 \text{ s}} = 72$$

Die Ausgänge des Zählers CD 4024 stehen im Verhältnis 2^n:1 zueinander.

$2^n = 72$; $n = 6{,}17$

Zu wählen wäre also Ausgang Q6 mit einer Zählkapazität von 64. Gefordert ist aber ein positiver Impuls. Dieser steht beim 65. Taktimpuls an Q7 zur Verfügung. Die Alarmzeit beträgt somit 65·0,41667s = 27,1 s. Soll der Alarm kürzer sein, wird G17 an den Ausgang Q6 angeschlossen, der beim 33. Impuls auf log. 1 geht. Die Alarmzeit beträgt dann 13,75 s.

Die Ausgänge

Der Ausgang 3 des Befehlsregisters IS 2 steuert mittels des Transistors T3 über den Widerstand R11 eine Leuchtdiode mit etwa 20 mA an. Der Alarm wird über das Relais A ausgelöst. Wird ein Kammrelais mit 220 Ω verwendet, kann R15 entfallen. Ohne R3 kann das 185-Ω-Relais aber auch in 6-V-Anlagen verwendet werden, wenn die Batterie nicht schon zu schwach ist. Besser verwendet man in diesem Fall ein niederohmigeres Relais. Der Widerstand R11 wird im Falle des 6-V-Betriebes mit 220 Ω gewählt.

An den Ausgang 11 können weitere Meldeeinrichtungen angeschlossen werden. Die Belastbarkeit des Ausganges liegt bei etwa 100 mA. Wird der Ausgang 11 nicht benötigt, lasse man R13 und T2 bei der Bestückung weg.

Die gesamte Schaltung hat bei 12 V Betriebsspannung eine Ruhestromaufnahme von etwa 500 µA. Bei höherer

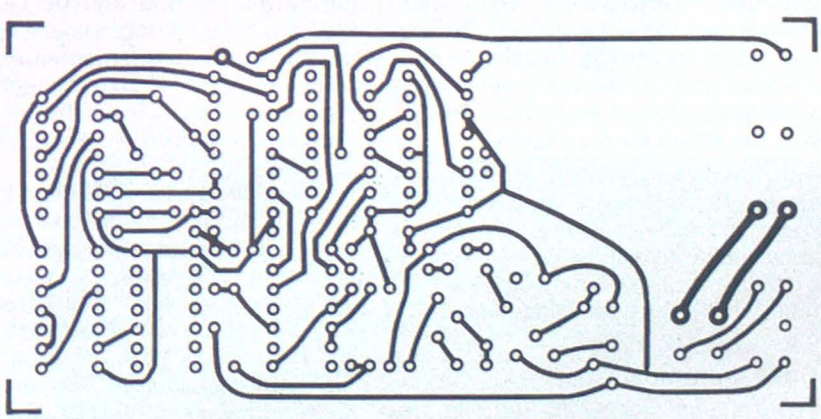


Bild 4. Die Lötseite der Platine

Batteriespannung fließt zusätzlich etwas Zenerstrom durch D3. *Bild 3* zeigt das Einfügen der Anlage in das Bordnetz. *Bild 4* zeigt die Leiterbahnen der Lötseite, *Bild 5* die der Bestückungsseite, beides im Maßstab 1:1. *Bild 6* zeigt die Lage der Bauelemente. D4 und R15 werden direkt am Relais angelötet. An den mit einem Punkt gekennzeichneten Bohrungen wird durch einen Draht eine Verbindung zwischen Ober- und Unterseite hergestellt. Die auf der Bestükkungsseite verlaufenden Leiterbahnen werden auch auf dieser Seite mit den betreffenden Bauelementen verlötet. Beim Einbau der CMOS-Schaltkreise sind die üblichen Vorsichtsmaßregeln zu beachten: Galvanisch vom Netz getrennten und geerdeten Lötkolben verwenden und möglichst den Lötenden selbst ebenfalls mit Erdpotential verbinden. Das Relais A wird mit einem geeigneten Kleber auf der Leiterplatte befestigt.

Die Leiterbahnen vom Relais zu den Ausgängen 5 bis 8 sollten dick verzinnt werden. Sie müssen den Hupenstrom aushalten.

In einigen Fahrzeugen schaltet der Türkontakt nicht nach Masse, sondern nach Plus. In diesem Fall muß die Eingangsschaltung leicht abgeändert werden. Der Widerstand R1 wird nach Masse geschaltet, der Ausgang des Gatters G8 wird auf den Eingang 1 des Gatters G2 und der Ausgang G9 auf Eingang 12 von G1 geschaltet. Grundsätzlich kann aber auch ein Inverter zwischen D1 und R3 geschaltet werden.

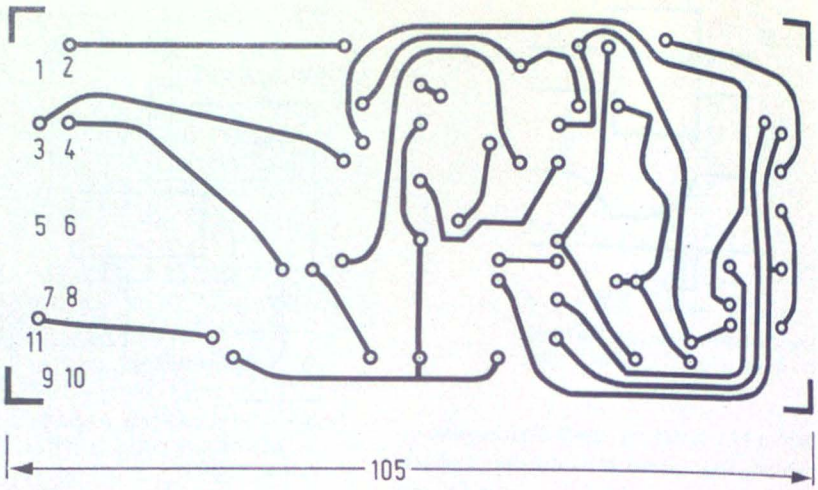


Bild 5. Die bestückungsseitigen Leiterbahnen

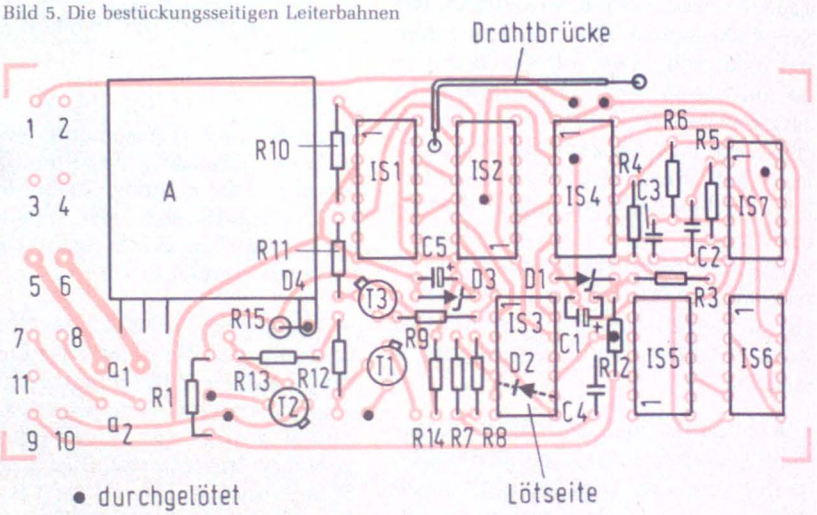


Bild 6. Bestückungsplan zu der doppelseitigen Platine

Bildmustergeneratoren sind als nützliche Helfer in der Fernseh-Reparaturwerkstatt bekannt. Das im folgenden beschriebene Gerät zeichnet sich durch Nachbausicherheit, Abgleichfreiheit und die ausschließliche Verwendung von handelsüblichen, weit verbreiteten Teilen aus.

Manfred Reimer

Ein vielseitiger Bildmustergenerator

Neben der üblichen Ausstattung besitzt dieses Gerät einige originelle Besonderheiten; u. a. erlaubt es eine eingeschränkte Verwendung des angeschlossenen Fernsehgeräts als Oszillograf. Eine zusätzlich eingebaute Einrichtung zur Auffindung sporadisch auftretender Fehler gibt Alarm, sobald sich das Schirmbild verändert.

Um den Aufwand klein zu halten und die Möglichkeiten des Amateurs nicht zu überschreiten, wurde auf die Erzeugung von Farbsignalen verzichtet. Trotzdem lassen sich natürlich auch einige Arbeiten an Farbgeräten durchführen.

Das Funktionsprinzip

Die Daten der CCIR-Fernsehnorm sind in *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Um Abgleichfreiheit, Nachbausicherheit usw. zu gewährleisten, werden sämtliche benötigten Frequenzen durch Teilung und digitale Verarbeitung aus einer Mutterfrequenz abgeleitet. Die außer den Synchronimpulsen (15625 Hz und 50 Hz) erforderlichen Signale ergeben sich aus den zu erzeugenden Testbildern.

Das Gittermuster dient zur Einstellung der Bildgeometrie und der Konvergenz bei Farbgeräten. Es besteht aus 25 waagerechten und 32 senkrechten Linien. Das erfordert eine horizontale Videofrequenz von 32 x 15625 Hz = 500 kHz. Die Dauer der Helltastung sollte für ein scharfes Bild möglichst klein sein; aus der max. Bildauflösung von 5 MHz ergibt sich eine minimale Impulsdauer von $\frac{1}{2 \cdot 5\ \text{MHz}} = 0{,}1\ \mu\text{s}$. Die waagerechten Linien entstehen durch Helltastung jeder 25. Zeile. 25 Linien pro Bild ergeben eine vertikale Videofrequenz von 25 x 50 Hz = 1250 Hz. Die Dauer der Helltastung beträgt eine Zeilendauer, also 64 µs. Die beiden Videosignale werden über ein ODER-Gatter zusammengefaßt. Benutzt man statt dessen ein UND-Gatter, werden nur die Kreuzungspunkte des Gittermusters sichtbar; es entsteht ein Punktmuster, das zur optimalen Einstellung der Strahlschärfe über den ganzen Bildschirm dienen kann.

Das Schachbrettmuster ist ebenfalls gut zur Geometrieeinstellung geeignet. Nichtlinearitäten lassen sich besonders

gut feststellen, wenn man schräg von der Seite auf das Bild sieht. Die diagonale Anordnung der schwarzen Felder erscheint dann gekrümmt. Das Schachbrettmuster wird aus dem Gittermuster abgeleitet. Da nur jedes zweite Feld hellgetastet wird, müssen die Frequenzen des Gittermusters durch 2 geteilt werden; das Tastverhältnis ist hier 0,5.

Die Grautreppe enthält 8 verschiedene Helligkeitswerte vom Schwarzwert bis zum Weißpegel und dient zum Weißabgleich bei Farbgeräten und zur Einstellung von Helligkeit und Kontrast. Die erforderliche Treppenspannung erhält man, wenn man die Ausgänge eines Binärzählers über verschieden abgestufte Widerstände, entsprechend der Wertigkeit des jeweiligen Ausganges, zusammenfaßt. Aufgrund der 8 Stufen ergibt sich eine Steuerfrequenz von 8 x 15625 Hz = 125 kHz.

Die *Tabelle 2* zeigt eine zusammenfassende Übersicht über alle benötigten Signale. Das Blockschaltbild (*Bild 1*) zeigt, wie diese durch Teilung gewonnen werden.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild. G 1 und G 2 arbeiten aufgrund der Gegenkopplung über R 1 und R 2 im linearen Bereich, sie bilden die bekannte TTL-Quarzoszillatorschaltung; C 3 verhindert das Schwingen des Quarzes auf Harmonischen von 1 MHz.

Die Spannungen an den Ausgängen Q 4 von IS 1, Q 1 von IS 2 und Q 1 von IS 3 verhalten sich wie die entsprechenden Ausgänge eines 3-Bit-Binärzählers, der mit 125 kHz angesteuert wird. Sie werden über die Widerstände R 4...R 6 (1 kΩ, 2 kΩ, 4 kΩ) entsprechend ihrem binären Stellenwert addiert und ergeben die Treppenspannung für die Grautreppe.

Die Frequenz von 1250 Hz für die waagerechten Gittermusterlinien wird in G 3 mit Q 3 von IS 2 zu einem Impuls von 64 µs verknüpft. *Bild 3* zeigt das entsprechende Impulsdiagramm. Aufgrund des unganzzahligen Verhältnisses dieser Frequenz zur Zeilenfrequenz

Tabelle 1. Die CCIR-Fernsehnorm

Bildseitenverhältnis: 4:3
Zeilenzahl: 625
Bildwechselfrequenz: 25 Hz
Abtastart: Zeilensprungverfahren (2 Halbbilder je 312,5 Zeilen)
Zeilenfrequenz: 15 625 Hz
Vertikalsynchronimpulse: 270 µs Dauer
Horizontalsynchronimpulse: 5,8 µs Dauer
Modulationsart: Restseitenbandmodulation, negativ
Pegelwerte:
Synchronpegel: 100 %
Schwarzpegel: 70 %
Weißpegel: 10 %

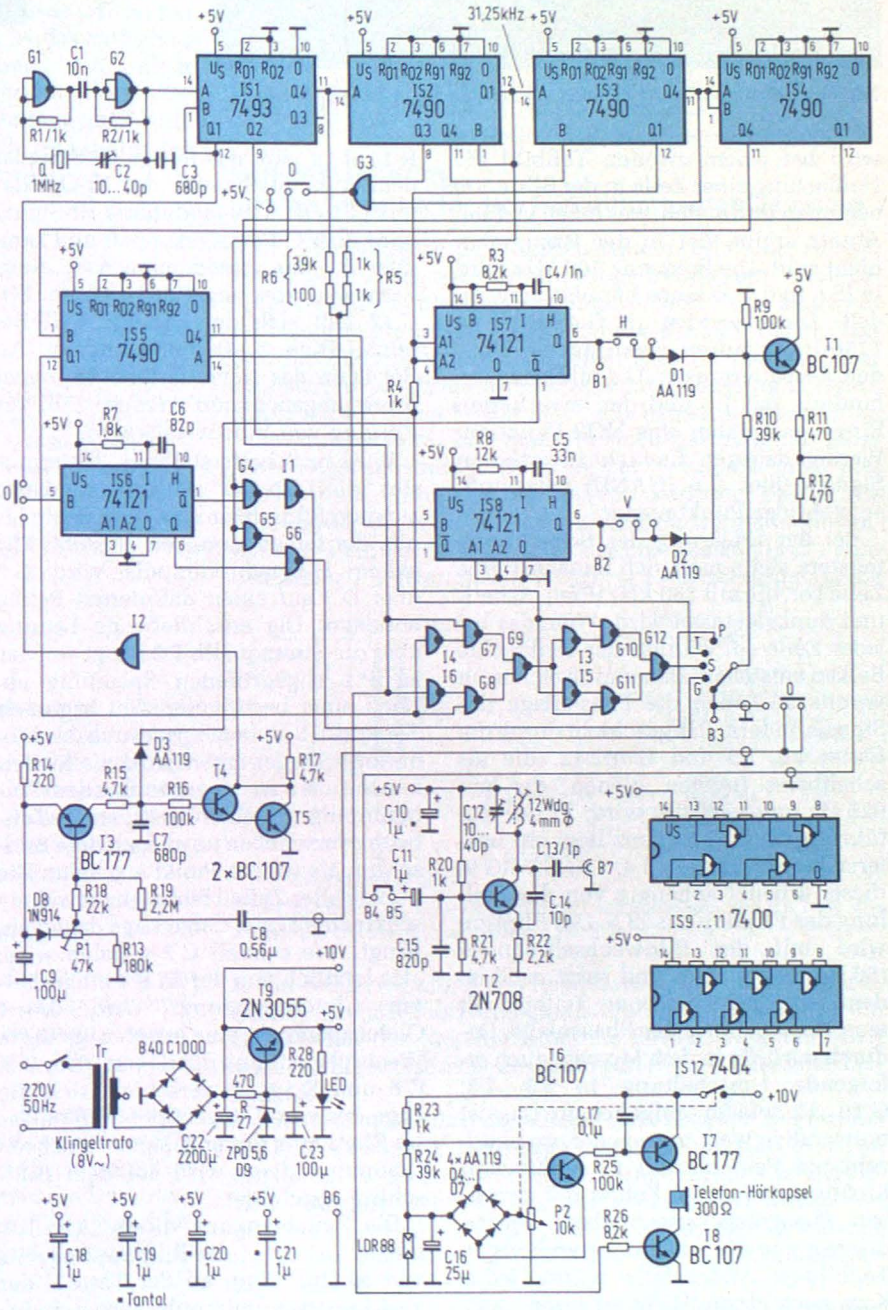


Bild 2. Das Gesamtschaltbild des Bildmustergenerators

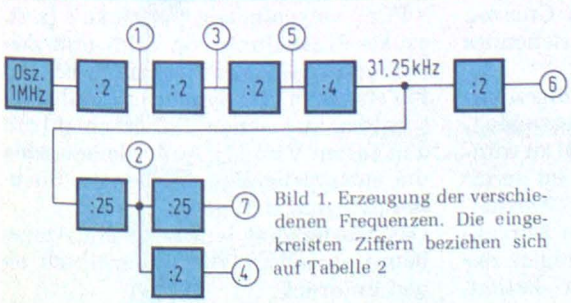


Bild 1. Erzeugung der verschiedenen Frequenzen. Die eingekreisten Ziffern beziehen sich auf Tabelle 2

Tabelle 2. Übersicht über die benötigten Frequenzen

Nr.	Signal	Frequenz	Impulsdauer/Tastverh.
1	Gitter/Punkt hor.	500 kHz	0,1 µs
2	Gitter/Punkt vert.	1250 Hz	64 µs
3	Schachbrett hor.	250 kHz	0,5
4	Schachbrett vert.	625 Hz	0,5
5	Grautreppe hor.	125 kHz	beliebig
6	Synchr.-Imp. hor.	15625 Hz	5,8 µs
7	Synchr.-Imp. vert.	50 Hz	280 µs

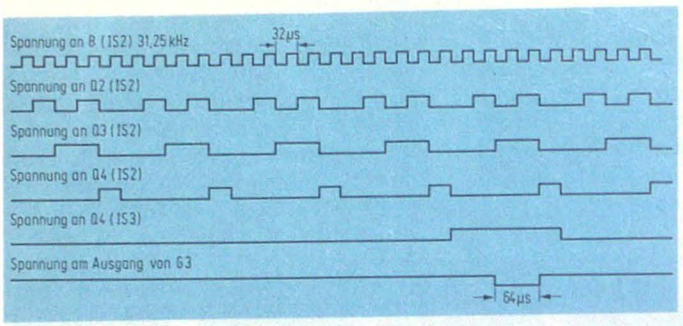


Bild 3. Impulsdiagramm zur Bildung des vertikalen Gittermustersignals

Bild 4. ▶ Das Gerät des Verfassers

wird bei jedem zweiten Teilbild die Helltastung einer Zeile in der Bildmitte beginnen und enden, was einen kleinen Absatz ergibt, der in der Praxis aber nicht stört. Die Frequenz 500 kHz wird in IS 6 in 0,1 µs lange Impulse verwandelt. Diese werden in G 4 mit den 1250-Hz-Impulsen verknüpft und bilden das Gittermuster. G 4 bildet in Verbindung mit I 1 und den invertierten Eingangssignalen eine NOR-Funktion. Werden dagegen die nicht invertierten Signale über G 6 (NAND) verknüpft, entsteht das Punktmuster.

Bei der Erklärung des Schachbrettmusters stelle man sich zunächst eine Zeile vor, die mit 250 kHz (Freq. 3) hell- und dunkelgetastet wird. Wäre das bei jeder Zeile so, würden nur senkrechte Balken entstehen. Daher muß sich nach jeweils 25 Zeilen die Phasenlage des Signals ändern; das geschieht durch die Gatter I 3, I 5 und G 10...12, die als schaltbarer Inverter dienen, der mit 625 Hz umgeschaltet wird. In der Zuführung dieser Frequenz liegt ein weiterer Phasenschalter I 4, I 6, G 7...G 9; dieser arbeitet abhängig von der Stellung des Flipflop aus IS 5. Das Flipflop wird mit der Bildwechselfrequenz (50 Hz) angesteuert und sorgt nach jedem fertig geschriebenen Teilbild für eine Umschaltung der Phasenlage. Dadurch wird die in dem Moment auch erfolgende Umschaltung in I 3, I 5, G 10...12 wieder aufgehoben. Das ist notwendig, weil wegen der ungeradzahligen Felderanzahl in senkrechter Richtung die ersten Felder mit derselben Phasenlage geschrieben werden müssen wie die letzten des vorherigen Teilbildes. Andernfalls würde jedes Karo nach einem Halbbild seine „Farbe" ändern.

Die Monoflops IS 7 und IS 8 erzeugen die genormten Impulslängen für die Synchronimpulse, die dann mit D 1 und D 2 zusammengefaßt und dem Videotransistor T 1 zugeführt werden.

Sämtliche Videosignale gelangen über den Wahlschalter an die Basis von T 1, wobei R 10 dafür sorgt, daß auch bei Schwarzpegel noch ein genügender Spannungsunterschied zum Synchronsignal besteht. Der Spannungsteiler R 11/R 12 paßt das fertige BAS-Signal dem Aussteuerbereich des Hf-Oszillators (T 2) an. Das modulierte Hf-Signal wird über C 13 ausgekoppelt und kann über B 7 den Antennenbuchsen eines Fernsehgerätes zugeführt werden. Mit C 12 läßt sich der gesamte VHF-Bereich I (Kan. 2...4) durchstimmen. An B 4 kann das (invertierte) BAS-Signal direkt abgenommen werden, z. B. zur Prüfung von Videoverstärkern.

Wird in Schalterstellung „Gittermuster" die Taste „O" gedrückt, erscheint auf dem Bildschirm eine senkrechte Linie, die folgendermaßen entsteht: Mit jedem H-Synchronimpuls wird C 7 über D 3 auf einen definierten Betrag entladen. Die anschließende Ladung über die Stromquelle T 3 hängt von der an P 1 abgegriffenen Spannung ab. Nach einer bestimmten Zeit beginnen T 4 und T 5 zu leiten, wodurch das Monoflop IS 6 getriggert wird. Es löst einen Impuls aus, der gegenüber dem Zeilenimpuls um einen bestimmten Zeitbetrag verschoben ist und auf dem Bildschirm als weißer Punkt erscheint. Die Punkte aller Zeilen bilden die erwähnte senkrechte Linie, deren Lage davon abhängt, wie schnell C 7 geladen wird; also letztlich von der an P 1 eingestellten Gleichspannung. Wird dieser Gleichspannung eine extern zugeführte Wechselspannung überlagert (über B 3, C 8 und R 19) so verschiebt sich die Lage des von IC 6 gebildeten Impulses im Rhythmus der angelegten Wechselspannung; diese wird auf dem Bildschirm abgebildet.

Die Zeitablenkung dieses „Oszillografen" ist dabei die Bildkippfrequenz von 50 Hz. Wenn an der Taste V der Vertikalsynchronimpuls abgeschaltet wird, läßt sie sich am Bildfangregler des Fernsehers in gewissen Grenzen einstellen, so daß meist ein stehendes Bild erreicht wird.

Zugegeben, zu einem anständigen Oszillografen fehlt noch eine ganze Menge, und auch die Linearität läßt zu wünschen übrig. Aber gemessen am geringen Aufwand kann diese Zusatzschaltung bei der Beurteilung von Kurvenformen im Nf-Bereich demjenigen, der noch keinen Oszillografen besitzt, wertvolle Dienste leisten. Die Eingangsempfindlichkeit ist übrigens außerordentlich groß; sie liegt in der Größenordnung von 0,1 mV/cm bei einer 59-cm-Bildröhre!

Zum Schluß sei noch die „Alarmschaltung" beschrieben. Ein Fotowiderstand, der an geeigneter Stelle des Bildschirms angebracht wird, ist Zweig einer aus P 2 und R 24 gebildeten Brükke, die mit P 2 ins Gleichgewicht gebracht werden kann. Sobald die Bildschirmhelligkeit vom vorgegebenen Wert abweicht, beginnt T 6 zu leiten, er liefert den Basisstrom für T 7, der schließlich den Stromkreis für die Hörkapsel schließt. Diese gibt nun, gesteuert von T 8, einen durchdringenden 625-Hz-Ton von sich. C 16 unterdrückt schnelle Helligkeitsänderungen, wie sie durch das Bildflimmern entstehen.

Das Netzteil ist einfach: Als Trafo wird ein preiswerter Klingeltrafo verwendet. Die Stabilisierungsschaltung entspricht der üblichen Form; bei einem maximalen Betriebsstrom von 220 mA nimmt sich allerdings der 2N 3055 etwas lächerlich aus. Er wurde im Mustergerät hauptsächlich aus Preisgründen, aber auch aus Gründen der (Kurzschluß-) Sicherheit eingebaut. Ein Kühlblech ist nicht erforderlich.

Hinweise für den Nachbau

Der Aufbau ist unkritisch. Es sollte lediglich auf kurze Verbindungsleitungen geachtet werden. Das gilt in besonderem Maße für den VHF-Oszillator, der zumindest weit genug von anderen Teilen entfernt aufgebaut werden soll; besser noch ist eine eigene Abschirmung. Die Stützkondensatoren C 18...C 21 werden an verschiedenen Stellen der Schaltung möglichst nahe an den Stromversorgungsanschlüssen der IS angebracht.

Für verschiedene Zwecke (z. B. exakte Einstellung von Bild- und Zeilenfrequenz) hat es sich als zweckmäßig erwiesen, die Synchronimpulse abschaltbar zu machen. Das geschieht mit den Tasten V und H. Außerdem werden die entsprechenden Signale an Buchsen (B 1 und B 2) geführt.

Das Mustergerät wurde in ein Alugehäuse eingebaut; *Bild 4* vermittelt einen Eindruck.

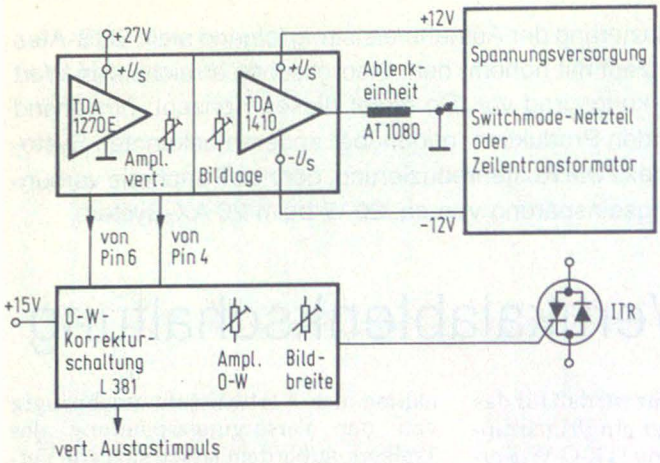


Bild 2. Blockschaltung des neuen Ablenkkonzepts

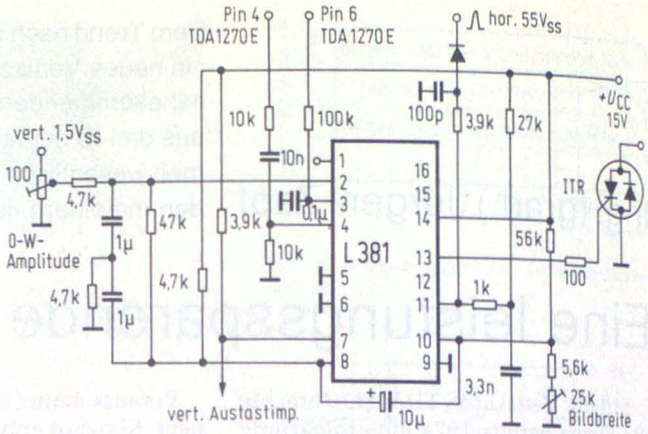


Bild 5. Schaltung zur O-W-Kissenkorrektur sowie Vertikalaustastschaltung mit L 381

sein, da sonst eine zusätzliche Kissenverzeichnung auftritt.

O-W-Korrektur

Die bei der 20 AX starke O-W-Verzerrung kann optimal nur mit einer aktiven Korrekturschaltung (Thyristor oder Primärdiodenmodulator) kompensiert werden. Die hierfür notwendige Ansteuerschaltung kann mit der IS L 381 realisiert werden.

Funktionsbeschreibung L 381

Die IS-L 381 beinhaltet folgende Funktionen (*Bild 4*)

Parabelgenerator
Komparator
Verstärkerschaltung zum Ansteuern von ITR oder Transistor
Vertikalaustastgenerator

Der Parabelgenerator Pin 2/Pin 8 erzeugt aus der von der Vertikalschaltung kommenden Sägezahnspannung eine Parabel. Wird eine Thyristor-O-W-Schaltung verwendet, so arbeitet der Operationsverstärker als Komparator und liefert am Ausgang Pin 13 direkt den Gatezündimpuls in der richtigen Phasenlage sowie den notwendigen Zündstrom (*Bild 5*).

Die Amplitudeneinstellung erfolgt dabei am Parabelgenerator durch Regeln der Parabelamplitude mit P 1. Die Bildbreiteneinstellung mit P 2 verändert die Referenzspannung (Mittelwert der Parabelspannung) am Komparatoreingang Pin 10, die mit den an Pin 11 anstehenden Horizontalrücklaufimpulse verglichen wird. Auf eine Trapezeinstellung wurde aufgrund der guten Symmetrie der Ablenksysteme verzichtet.

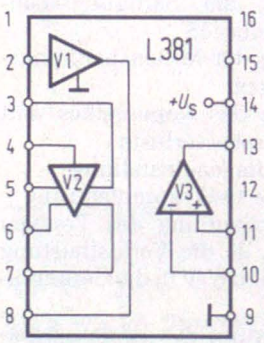


Bild 4. Blockschaltung der IS L 381

Sollte eine Scheitelverschiebung der Parabel notwendig sein, kann sie mit R 2 realisiert werden. Wird am Ausgang Pin 13 eine Parabelspannung zum Ansteuern eines Diodenmodulators benötigt, so kann dazu ebenfalls der interne Operationsverstärker benutzt werden.

Das vorgestellte Gesamtkonzept bietet mehrere Vorteile:

- Voll integriertes 3-IS-Konzept in Produktion
- Besserer Wirkungsgrad
- geringere Leistungsaufnahme des Gerätes
- Billige und zuverlässige Lösung

Das hier vorgehend diskutierte Konzept ist schnittstellengleich mit dem in Entwicklung befindlichen Konzept der II. Generation. Eine intensive Diskussion über Ausbeute, Kosten (Peripherie und Chipgröße) und mechanisches „Handling" sowie Zuverlässigkeit hat eindeutig gezeigt, daß eine optimale Lösung eine Trennung der Kleinsignalstufe von der Leistungsendstufe fordert. Aus diesem Grund wird hier die Leistungsendstufe in Hochvolttechnologie mit einigen Zusatzfunktionen (Aufstockgenerator, vollgeschützt; Bildrohrschutz usw.) im Pentawattgehäuse und der gesamte Komplex der Kleinsignalaufbereitung mit reduzierter Peripherie und einigen Zusatzfunktionen in Niedervolttechnologie (kleines Chip, hohe Ausbeute, niedriger Preis) im 16-beinigen DIP integriert.

Damit steht dem Anwender zukünftig ein sehr ökonomisches und vorteilhaftes Konzept zur Verfügung, das sich mit geringfügigen Änderungen in die laufende Produktion einführen läßt.

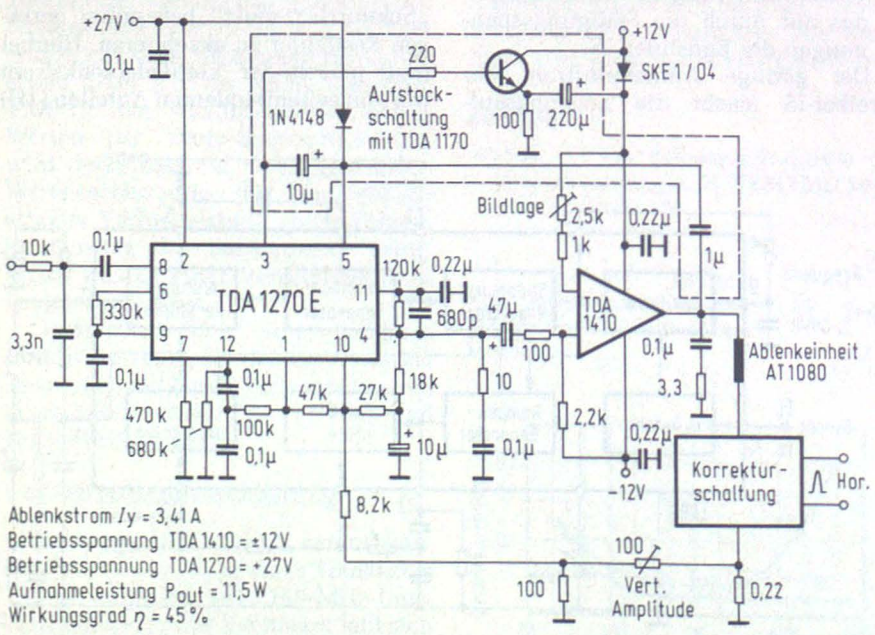


Bild 3. Vertikalablenkung für 20 AX mit symmetrischer Spannungsversorgung

Herwig Feichtinger

Auch ohne Spezialbauteile und ohne die Anwendung einer besonderen Miniaturisierungs-Technologie läßt sich heute ein echtes Westentaschen-Funksprechgerät aufbauen, dessen Leistungsfähigkeit zumindest für die Nahbereichs-Kommunikation vollkommen ausreicht.

2-m-Mini

Subminiatur-FM-Funksprechgerät

Auf Gewicht und Größe eines tragbaren Funksprechgeräts hat heute zweifellos die Stromversorgung (Akku oder Batterie) den größten Einfluß, denn alle übrigen Teile lassen sich fast beliebig miniaturisieren. Das bedeutet, daß bei einer gegebenen Mindest-Betriebsdauer die Batterie und damit das Gesamtgerät nur dann wesentlich verkleinert werden können, wenn der Stromverbrauch der Schaltung drastisch gesenkt wird. Wenn beispielsweise (wie hier) nur eine übliche 9-V-Batterie mit etwa 90 mAh nutzbarer Kapazität verwendet werden soll, darf der mittlere Stromverbrauch des Geräts nur etwa 9 mA betragen, um einen zehnstündigen Betrieb zu gewährleisten.

Nimmt man weiter an, daß der mittlere Stromverbrauch etwa doppelt so groß ist wie der Ruhestrom des Empfängers, so dürfte dieser unter den gleichen Voraussetzungen nur 4,5 mA betragen. Dieser Traumwert wird vom Mustergerät zwar nicht ganz erreicht, aber immerhin nur um 1 mA überschritten! Maßgebend war hierfür die Verwendung moderner, stromsparender IS sowie eine besonders „energiebewußte" Schaltungsauslegung.

Die IS TCA 770

Einen Hauptanteil des Empfänger-Ruhestromes beanspruchte bisher der Zf-Verstärker. Geht man von einer integrierten Realisierung aus, so benötigte allein dieser Schaltungsteil etwa zwischen 5 mA (SO 41 P) und 12 mA (TBA 120).

Heute steht mit der IS TCA 770 von Valvo ein Zf-Verstärker zur Verfügung, der mit nur 0,5 mA auskommt (!) und daher für die Anwendung in tragbaren Funksprechgeräten geradezu prädestiniert ist. Neben dem Begrenzerverstärker enthält er auch einen Koinzidenz-Demodulator und einen als Nf-Vorverstärker verwendbaren Operationsverstärker.

Ausschlaggebend für den extrem geringen Stromverbrauch ist die Kompensation der Basis-Kollektor-Kapazitäten in den Stufen des Begrenzerverstärkers, um hohe Arbeitswiderstände zu ermöglichen. Das Prinzipschaltbild einer solchen Stufe zeigt *Bild 1*. Da es sich um Differenzverstärker handelt, ist die Kompensation durch gegenphasig gespeiste, mitintegrierte Kondensatoren möglich, deren Wert möglichst dem der störenden Basis-Kollektor-Kapazität gleich ist. Mit diesem Schaltungskniff ist auch bei hochohmiger Auslegung die für hohe Frequenzen gegenkoppelnde Wirkung der transistorinternen Rückwirkungskapazität nahezu aufgehoben.

Bild 2 zeigt die Anschlußbelegung dieser interessanten IS.

„Energiesparen": Überlegungen zur Schaltungsauslegung

Die Notwendigkeit eines geringen Stromverbrauchs beeinflußt natürlich auch die Auslegung der diskreten Schaltungsteile. So ist beispielsweise die Verwendung von MOSFETs in der Hf-Vorstufe und in den Mischern nicht unbedingt ideal, da sie im Vergleich zu einer bipolaren Realisierung unverhältnismäßig mehr Strom beanspruchen.

Auch die Frage, ob ein Einfach- oder Doppelsuperkonzept verwendet werden soll, wird durch den Zwang der kleinen Batteriekapazität beantwortet. Denn einerseits ist eine hohe Zf aus Gründen der Spiegelselektion erforderlich, andererseits sind aber IS wie die TCA 770 nur bis etwa 500 kHz brauchbar. Der Stromverbrauch eines zusätzlichen Mischers und Oszillators beim Doppelsuper ist gegenüber dem Mehrbedarf von IS, die für höhere Zwischenfrequenzen geeignet sind, vergleichsweise gering.

Wenn in obigen Betrachtungen immer nur der Verbrauch des Empfängers berücksichtigt wurde, so hat das seinen Grund in der Relation zwischen Empfänger- und Sender-Betriebszeit; letztere kann bei normalem Funkbetrieb mit etwa 10 % veranschlagt werden. Trotzdem ist natürlich die Batteriebelastung durch den Sender durchaus wesentlich. Da im Interesse einer hohen Lebensdauer und optimalen Kapazitätsausnutzung die Stromaufnahme aus einem 9-V-Nickel-Cadmium-Akku (z.B. Varta Tr7/8) etwa 45 mA nicht übersteigen sollte, sind Überlegungen hinsichtlich Sendeleistung und Wirkungsgrad durchaus angebracht. Es wurde daher ein Konzept mit 72-MHz-Quarzen und nur einmaliger Frequenzverdopplung angewendet, und die Endstufe liefert etwa 100 mW Hf an die Antenne.

Die Schaltung des „2-m-Mini"

Wie die Gesamtschaltung in *Bild 3* zeigt, ist der Aufwand auffallend gering. (Das muß er auch sein, damit das Gerät nicht die Ausmaße eines „Kommunikationskoffers" bekommt!)

Wie schon oben erwähnt, finden im Empfänger (aber auch im Sender) ausschließlich bipolare Transistoren Verwendung. Entgegen einer weit verbreiteten Ansicht ist es auch mit dieser Technologie möglich, empfindliche

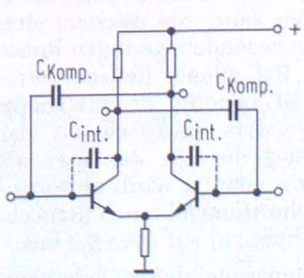


Bild 1. Die Verstärkerstufen in der IS TCA 770 sind hochohmig ausgelegt, damit der Stromverbrauch gering bleibt. Um trotzdem noch 500 kHz verarbeiten zu können, sind die störenden Basis-Kollektor-Rückwirkungskapazitäten durch einen Schaltungskniff kompensiert

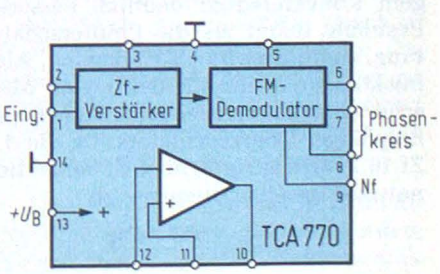


Bild 2. Die Anschlußbelegung der TCA 770. Um Verkopplungen zu vermeiden, sind die Masseanschlüsse für den Zf- und den Nf-Teil getrennt herausgeführt. Die Gehäuseform ist ursprünglich für Dickfilmschaltungen vorgesehen, läßt sich aber auch normal einlöten

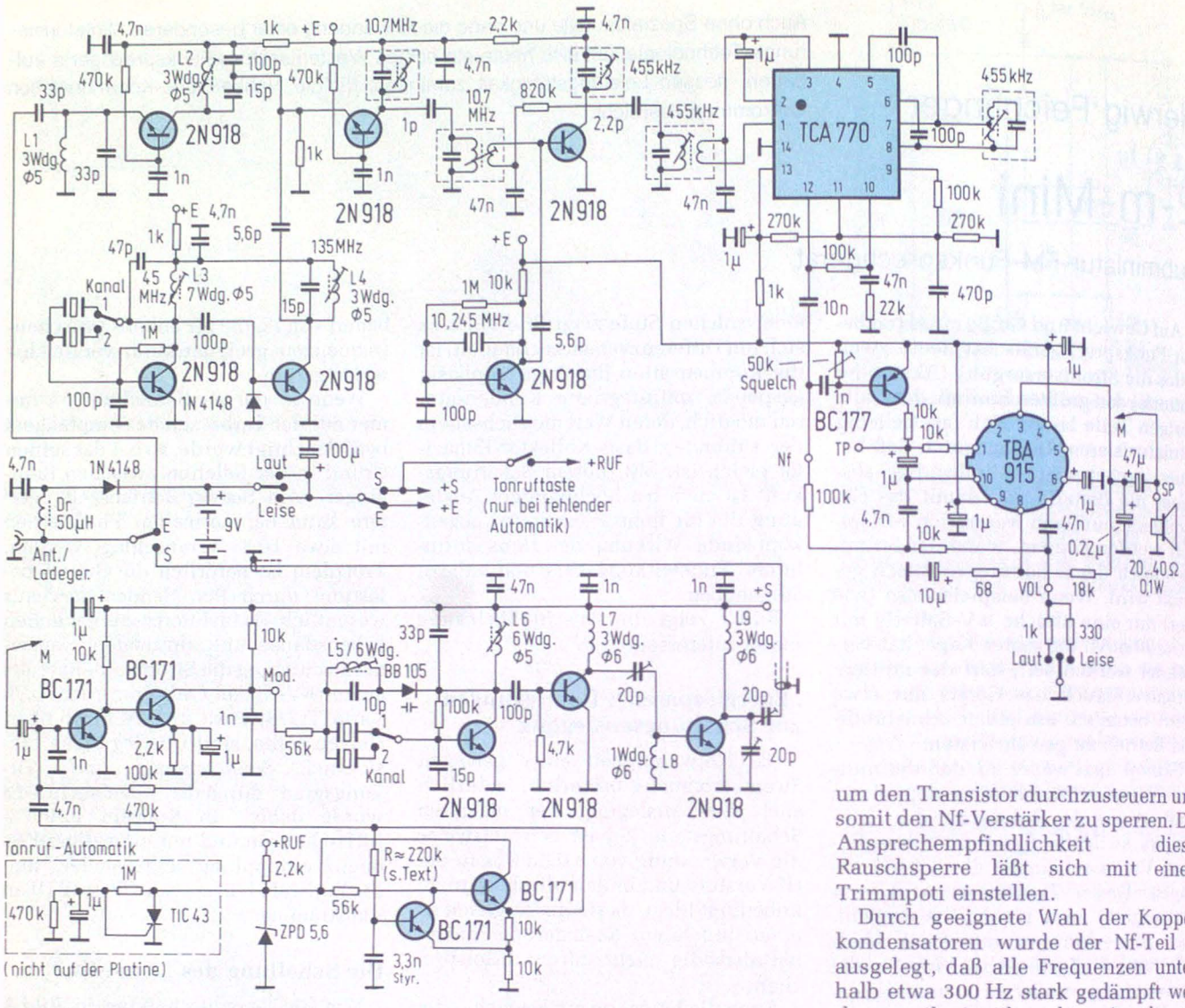


Bild 3. Das Gesamtschaltbild des „2-m-Mini". Der gestrichelt eingerahmte Schaltungsteil kann zur automatischen Tonruferzeugung zu Beginn jeder Sendung verwendet werden

Empfänger zu bauen; ein gewisser Nachteil ist dagegen die meist etwas geringere Kreuzmodulationsfestigkeit bipolarer Hf-Stufen und Mischer. Dieser Nachteil wird hier aber im Interesse des geringen Stromverbrauchs bewußt in Kauf genommen.

Hf-Stufe und erster Mischer arbeiten in Basisschaltung, da diese bei geringem Kollektorstrom deutlich bessere Resultate liefert als die Emitterschaltung, zumindest im UKW-Bereich. Als Injektionsfrequenz für den ersten Mischer dient das verdreifachte Signal des Empfänger-Quarzoszillators. Da die 1. Zf 10,7 MHz ist, errechnet ist daher die notwendige Quarzfrequenz zu

$$f_Q = \frac{f_E - 10{,}7\ \text{MHz}}{3}$$

Die erste Zf wird im zweiten Mischer auf 455 kHz umgesetzt, die schließlich von der IS TCA 770 genügend verstärkt, begrenzt und demoduliert werden; der Höckerabstand des FM-Demodulators beträgt bei der angegebenen Dimensionierung etwas 25 kHz.

Der in der Zf-IS mitintegrierte Operationsverstärker dient hier als Nf-Vorverstärker. Sein Ausgangssignal wird über eine Deemphasis und den Lautstärke-Einsteller der Nf-IS TBA 915 zugeführt, die bei 9 V Betriebsspannung etwa 300 mW an einen 20-Ω-Lautsprecher abgeben kann. Sie zeichnet sich durch einen besonders geringen Ruhestrom aus: Bei offener Rauschsperre, aber ohne Nf, benötigt sie nur knapp 2 mA. Besonders praktisch ist der Schalteingang der IS, der hier als Rauschsperre genutzt wird; er verringert den Ruhestromverbrauch (Rauschsperre geschlossen) auf etwa 0,4 mA.

Zur Ansteuerung dieses Schalteingangs dient hier ein pnp-Transistor. Er erhält an der Basis über einen Hochpaß die demodulierte Nf, die ohne empfangenes Signal praktisch nur Rauschen enthält; die Rauschspannung genügt, um den Transistor durchzusteuern und somit den Nf-Verstärker zu sperren. Die Ansprechempfindlichkeit dieser Rauschsperre läßt sich mit einem Trimmpoti einstellen.

Durch geeignete Wahl der Koppelkondensatoren wurde der Nf-Teil so ausgelegt, daß alle Frequenzen unterhalb etwa 300 Hz stark gedämpft werden, weil sie über den eingebauten kleinen Lautsprecher ohnehin nicht wiedergegeben werden können und somit nur den Stromverbrauch unnötig erhöhen würden.

Als Lautstärke-Einsteller läßt sich zwar ein 1-kΩ-Poti verwenden; da es aber relativ viel Platz braucht (hier wurde mit jedem Kubikzentimeter gerechnet), wurde eine andere Lösung gewählt: Ein zweipoliger Kipp-Umschalter mit Mittelstellung erlaubt die Schaltstellungen „laut", „aus" und „leise". Die beiden Lautstärkestellungen entsprechen bei der in Bild 3 angegebenen Dimensionierung etwa einer Nf-Ausgangsleistung von 300 mW bzw. 30 mW.

Der Sender wurde aus den obigen Gründen für die Verwendung von 72-MHz-Quarzen ausgelegt und enthält daher im Hf-Teil nur drei Stufen, nämlich den Quarzoszillator, einen Frequenzverdoppler und schließlich die „Endstufe", die ihen Namen hier nur aus ihrer Lage in der Schaltung und nicht etwa aus einer großen Leistung ableitet, denn die Ausgangsleistung

dieses einfachen Senders beträgt ja nur etwa 100 mW.

Die Erzielung eines ausreichend großen FM-Hubes ist bei derartigen Schaltungen oft ein besonderes Problem, da sich hochfrequente, meist auf dem 5. Oberton schwingende Quarze nur schwer frequenzmodulieren lassen. Dabei ist es zwar meist einfach, die Frequenz einige kHz nach unten zu ziehen, es ist aber wesentlich schwieriger, eine höhere als die auf dem Quarz aufgedruckte Frequenz zu erzeugen. Das Problem läßt sich lösen, wenn man bei der Quarzbestellung nicht genau die halbe Sendefrequenz, sondern 2 kHz mehr angibt; zum Beispiel bestellt man für die Sendefrequenz 145,000 MHz einen 72,502-MHz-Quarz. Dieser läßt sich dann mit einem im Oszillator vorhandenen Serienschwingkreis bequem die fehlenden 2 kHz nach unten ziehen, wobei es nun kein Problem mehr ist, 5 kHz Hub zu erzielen.

Der zur Ansteuerung der Modulator-Varicap notwendige Nf-Pegel wird von einem zweistufigen Mikrofonverstärker geliefert, der gleichzeitig die bei FM übliche Preemphasis (Höhenanhebung zur Verbesserung des Signal-Rausch-Abstandes) bewirkt.

Ein Tonrufoszillator für 1750 Hz ermöglicht das Auftasten von Relaisfunkstellen. Es wird empfohlen, den frequenzbestimmenden Widerstand nicht als Trimmpoti auszuführen, sondern einen geeigneten Festwiderstand auszusuchen (s.u.), da so eine wesentlich bessere Langzeitstabilität erreicht werden kann.

Da auch eine Tonruftaste Platz benötigt, liegt der Gedanke nahe, den Tonruf automatisch z. B. für etwa 0,3 s zu Beginn jeder Sendung auszustrahlen. Wenngleich man sich über Sinn und Unsinn eines solchen „Piepmatzes" streiten kann, sei doch eine einfache Schaltung angegeben; sie ist in Bild 3 als gestricheltes Kästchen enthalten. Die Leitung „+Ruf" ist dann fest mit der Sender-Betriebsspannung (+S) zu verbinden. Die Abschaltung des Tonrufoszillators geschieht in diesem Fall über einen Kleinleistungs-Thyristor. Diese kleine Zusatzschaltung findet auf einer nicht bestückten Platinenecke gerade Platz.

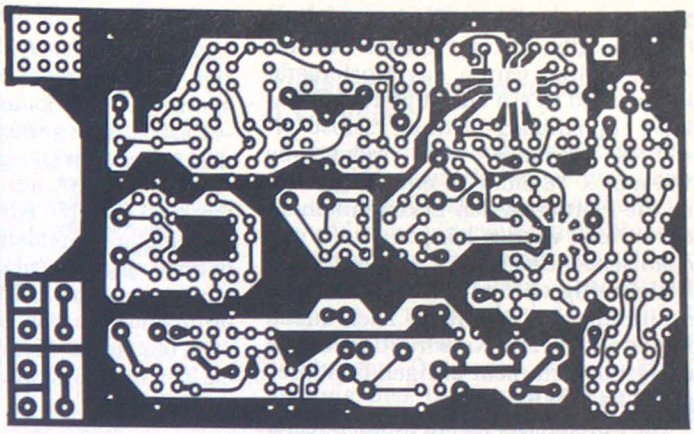


Bild 4. Auf dieser Platine hat die gesamte Schaltung mit Quarzen für zwei Kanäle Platz. Die Tonruf-Automatik kann auf dem kleinen „Lochraster"-Teil untergebracht werden, andernfalls zwei zusätzliche Quarze (ein Kanal)

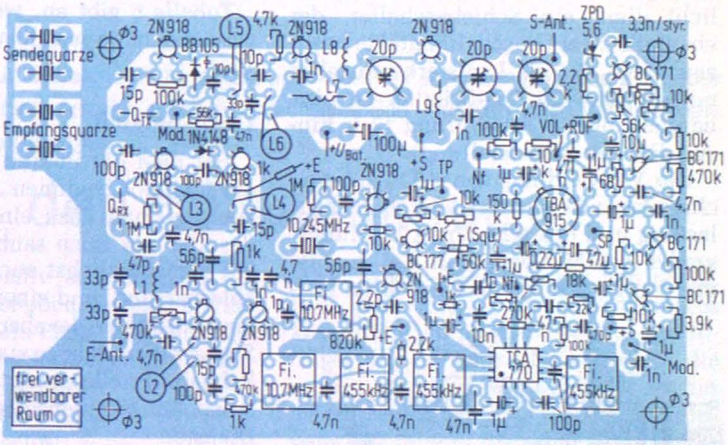


Bild 5. Der Bestückungsplan zur 2-m-Mini-Platine. Für die IS TCA 770 ist ein kleiner rechteckiger Ausschnitt in die Platine zu sägen oder zu feilen, in den das IS-Gehäuse genau hineinpaßt

Der Zusammenbau

Die gesamte Schaltung des Taschen-Funksprechgeräts ist auf einer normalen (einseitigen) Platine untergebracht, die in *Bild 4* zu sehen ist; *Bild 5* zeigt den dazugehörigen Bestückungsplan. Es sind unbedingt Miniaturbauteile zu verwenden, da die meisten Bauelemente im 2,5-mm-Raster stehend angeordnet sind.

Da die IS TCA 770 in einem speziellen Miniaturgehäuse untergebracht ist, das ursprünglich für Dickfilmschaltungen vorgesehen war, ist bei ihrem Einbau einiges zu beachten. Zunächst ist die Platine mit einem entsprechenden rechteckigen Ausschnitt zu versehen, in den die IS genau hineingepaßt; das Einlöten muß schließlich mit einer genügend feinen Lötspitze vorgenommen werden, um zu verhindern, daß Lötzinn zwischen die Anschlüsse fließt.

Die Quarze müssen ohne Abstand direkt auf die Platine gelötet werden; Steckfassungen würden eine unzumutbare Bauhöhe erfordern. Da die Quarze nicht durch Leiterbahnen mit der übrigen Schaltung verbunden sind, können sie nach Belieben frei mit dem Kanalschalter sowie dem Sender oder Empfänger verbunden werden.

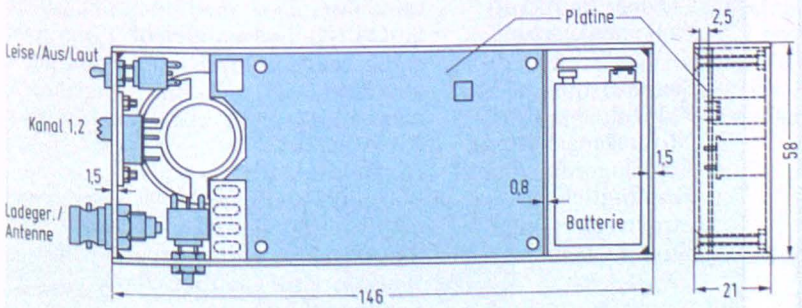


Bild 6. Mit geringem Werkzeugaufwand läßt sich aus kupferkaschierten Epoxidplatten, wie sie auch für Platinen verwendet werden, ein geeignetes kleines Gehäuse zusammenbauen. An den Kanten werden die Platten einfach zusammengelötet

Da es kein serienmäßig hergestelltes Gehäuse gibt, das die idealen Einbaumaße besitzt, wurde das Mustergerät kurzerhand in ein aus kupferbeschichteten Epoxidharz-Platinen selbst erstelltes Gehäuse der Außenmaße 146 mm x 58 mmx 21 mm eingesetzt; da die Platten an den Ecken miteinander verlötet werden können, ist die mechanische Stabilität ausgezeichnet. Gleichzeitig wird eine elektrische Abschirmung der Schaltung nach außen hin erreicht. Die Konstruktion dieses übrigens auch recht billigen Gehäuses geht aus *Bild 6* hervor.

Die Sprechtaste ist ein Momenttaster mit zwei Umschaltkontakten, die für die Betriebsspannung und die Antenne benötigt werden. Zur Umschaltung der im Mustergerät enthaltenen zwei Kanäle (dafür sind vier Quarze erforderlich) dient ein Schiebeschalter, der ebenfalls zwei Umschaltkontakte besitzen muß. Der als Lautstärkeeinsteller mitbenutzte Ein-Aus-Schalter ist eine handelsübliche Ausführung (2 x Ein-Aus-Ein mit Mittelstellung).

Die Verwendung von 8-Ω-Lautsprechern kann wegen der möglichen Überlastung und des schlechten Wirkungsgrades des Nf-Verstärkers bei zu niederohmiger Last nicht empfohlen werden. Die Lautsprecherimpedanz soll etwa zwischen 20 Ω und 40 Ω liegen; der Außendurchmesser darf bei der vorliegenden Gehäusekonstruktion 40 mm nicht überschreiten (*Bild 7*).

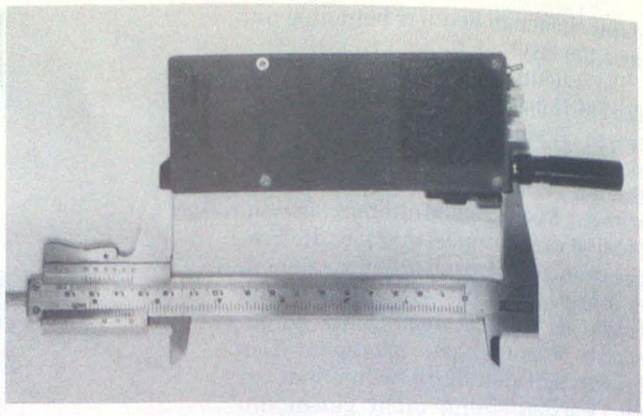


Bild 7. Der Größenvergleich mit einer Schublehre zeigt die geringen Ausmaße des FUNKSCHAU-2-m-Mini (Foto: Leutmayr)

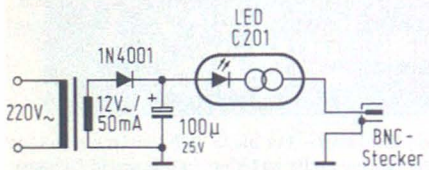


Bild 8. Bei Verwendung moderner Leuchtdioden mit eingebauter Konstantstromquelle reduziert sich der Aufwand für ein Akku-Ladegerät auf ein Minimum. Das Ladegerät wird einfach an die Antennenbuchse des Taschenfunksprechgeräts angeschlossen, so daß keine zusätzliche Ladebuchse erforderlich ist

Tabelle 1 gibt an, wo die im Gerät verwendeten Spezialbauteile zu haben sind.

Der Abgleich

Hat man die Platine bestückt, kann der Abgleich beginnen. An Meßgeräten benötigt man dazu ein Hf-Wattmeter, das 100 mW noch sauber anzeigt und bei dem möglichst auch noch 10 mW ablesbar sind, und einen gut geschirmten Meßsender, der aber auch durch das Signal einer nicht zu stark einfallenden Relaisfunkstelle ersetzt werden kann. Auch ein Frequenzzähler leistet gute Dienste.

Mit ihm kann nämlich erst einmal die Sendefrequenz eingestellt werden; wegen der geringen Sendeleistung ist es ohne weiteres zulässig, ihn direkt mit dem Antennenanschluß zu verbinden, und durch Verdrehen von L6 zunächst eimal den Oszillator zum Schwingen zu bringen. Die günstigste Einstellung ist dabei, wenn L6 so weit herausgedreht wird, bis der Oszillator gerade noch sicher anschwingt. L5 kann dann auf die gewünschte Sendefrequenz abgeglichen werden. Die Trimmer in Treiber und Endstufe werden mit Hilfe des Wattmeters einfach auf maximale Ausgangsleistung abgeglichen.

Wie schon eingangs erwähnt, ist es sinnvoll, den frequenzbestimmenden Widerstand im Tonrufoszillator nicht als Trimmer, sondern als Festwiderstand auszuführen; dieser muß meist Werte um 220 kΩ haben, um die gewünschte Frequenz von 1750 Hz zu erhalten. Abweichungen bis etwa ±40 Hz sind bei den meisten FM-Relaisfunkstellen ohne weiteres zulässig. Wer die automatische Tonruferzeugung mit dem Thyristor statt der Tonruftaste einbaut, kann die Tondauer mit dem am Gate des Thyristors befindlichen Elko ändern (für ihn genügt übrigens eine Spannungsfestigkeit von nur 3 V).

Der Abgleich des Empfänges ist fast noch einfacher: Zunächst schließt man den Frequenzzähler über einen Koppelkondensator von etwa 1 pF an den

Tabelle 1

Bezugsquellen

Leuchtdiode C 201 (Litronix): Fa. Neumüller, München
Zf-Filter 455 kHz (Kennfarbe schwarz) und 10,7 MHz (Kennfarbe orange), Subminiatur-Ausführung: Fa. Conrad, Hirschau
Keramische Scheibenkondensatoren, Min.-Ausf., und Akku Tr7/8: Fa. Bürklin, München
Diese und alle anderen Spezialteile, wie Platinen, 20-Ω-Miniaturlautsprecher und Quarze, können einzeln oder als Bausatz von der Firma J. Frank-Elektronik, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, bezogen werden.

Tabelle 2

Einige technische Daten des Mustergeräts

Gehäuseabmessungen	146 mm x 58 mm x 21 mm
Gewicht (m.Akku)	ca. 250 p
Antennenanschluß	50-Ω-BNC-Buchse, gleichzeitig Ladeanschluß
Sendeleistung	100 mW
FM-Hub	max. 5 kHz
Nf-Ausgangsleistung	0,3 W an 20 Ω
Empfänger-Bandbreite	ca. 10 kHz/3 dB
Empfindlichkeit	< 0,3 µV/10 dB (S+N)/N
Stromversorgung	9-V-Batterie oder Akku (90mAh)
Stromverbrauch	Rauschsperre geschlossen: 5,5 mA Rauschsperre geöffnet: 7 mA Senden: 40 mA

Kollektor des Oszillatortransistors an und verdreht L3, bis der Quarz schwingt. Mit Hilfe des Meßsenders oder einer Relaisfunkstelle gleicht man nun einfach alle Kreise bis auf den Demodulatorkreis auf geringstes Rauschen und letzteren auf maximale Nf-Ausbeute ab. Ohne Eingangssignal wird dann das Rauschsperren-Trimmpoti so eingestellt, daß das Rauschen gerade eben verschwindet.

Sollten sich beim Schalten anderer Kanäle unerwünschte Frequenzabweichungen von Sende- oder Empfangs-Quarzen ergeben, so kann eine kleine Spule von wenigen Windungen, gewickelt auf einen Ferrit-Spulenkern, Abhilfe schaffen, die zum jeweiligen Quarz in Serie gelegt wird.

Die wichtigsten technischen Daten des Mustergeräts nennt *Tabelle 2*.

Geeignete Antennen

Wegen des 50-Ω-Antennenanschlusses ist praktisch jeder Strahler mit Normanschluß brauchbar. Allerdings hat natürlich die geringe Größe des Taschenfunksprechgeräts nur dann einen Sinn, wenn auch die Antenne handliche Ausmaße besitzt, wie das etwa bei den heute sehr beliebten Wendelantennen der Fall ist. Nicht vergessen werden darf dabei natürlich, daß dann die Strahlungsleistung wegen der auftretenden Verluste nicht mehr 100 mW, sondern höchstens noch 30...50 mW beträgt.

Trotzdem ist auch mit einer Wendelantenne (deren Selbstbau übrigens in der FUNKSCHAU 1977, Heft 2, beschrieben wurde) zumindest über einige km (je nach Gegenstation und Gelände) eine sichere Funkverbindung möglich.

Aufladen des eingebauten 9-V-Akkus

Über die Antennenbuchse kann der Akku wieder aufgeladen werden, ohne ihn aus dem Gerät entnehmen zu müssen und ohne eine zusätzliche Buchse zu verwenden. Die Schaltung in *Bild 8* liefert zu diesem Zweck einen Strom von etwa 10 mA, die Ladedauer beträgt bei vollständig entleertem Akku 14 Stunden. Da wegen der sehr flach verlaufenden Ladespannung eine automatische Endabschaltung nur schwer und schlecht reproduzierbar zu realisieren ist, wurde bewußt darauf verzichtet; immerhin schadet dem Akku aber auch eine zehnstündige Überladung mit I_{10} nicht.

Der Fotoamateur, der seine Bilder selbst entwickelt, ist auf einen präzisen Zeitgeber angewiesen, der ihm anzeigt, wann ein belichtetes Bild vom Entwickler in das Fixierbad gebracht werden muß.

Alfred Schuster

Zeitgeberschaltung für den Fotoamateur

Bei dem Zweibad-Verfahren der Fa. Tetenal, Hamburg, ist bei einer Arbeitstemperatur von 35 °C das belichtete Papier 90 s zu entwickeln und ebenso lange zu fixieren. Der hier beschriebene Zeitgeber hat also nach 90 s ein Signal abzugeben, das bei Dunkelheit zu erkennen sein muß. Durch einen Umschalter ist es möglich, auch bei einer Entwicklungstemperatur von 40 °C mit einem nach 60 s erscheinendem Signal zu arbeiten.

Ein optisches Signal eignet sich gut, es muß aber durch eine akustische Anzeige ergänzt werden, da die Gefahr besteht, daß man das optische Zeichen nicht sieht, wenn man mit der Belichtung anderer Bilder beschäftigt ist.

Der hier beschriebene Zeitgeber genügt den geforderten Daten hinsichtlich Genauigkeit, leichter Bedienbarkeit und Betriebssicherheit. Die eingestellte Zeit wird sehr genau reproduziert, zwei Taster machen die Bedienung auch bei Dunkelheit zu einem Kinderspiel, und das Plastikgehäuse sorgt für elektrische Sicherheit.

Trotz der relativ aufwendigen Gesamtschaltung bleiben die Kosten unter 35 DM. Das ist ein Preis, der unter dem der im Handel befindlichen (meist mechanischen) Uhren liegt.

Die Schaltung besteht aus:
dem Zeitgeber selbst
einem Monoflop als Impulsverlängerer,
dem Schalter,
einem Rechteckgenerator,
der Nf-Endstufe und
dem Netzteil

Der Zeitgeber

Er arbeitet mit der IS NE 555. Vom Verfasser wurde eine IS im 8-Pin-Gehäuse (DIL) verwendet, deren Anschlußbelegung aus *Bild 1* hervorgeht. Diese IS eignet sich als Zeitgeber über einen sehr weiten Bereich; der geringe Temperaturgang des IS führt zu einer sehr guten Reproduzierbarkeit der eingestellten Zeit.

Die Schaltung des zeitbestimmenden Bausteines geht aus *Bild 2* hervor. Der Tiefpaß R2, C3 schließt die Triggerung der IS durch Störimpulse, die aus dem Netz kommen könnten, aus. Der Tantalelko C2 hat eine Kapazität von 68 µF. Die Verwendung eines Becherelkos kann nicht empfohlen werden, da infolge des höheren Leckstromes die einmal eingestellte Zeit nicht immer genau reproduzierbar ist. Der Set-Eingang der IS liegt über R2 (100k) an Taster 1, der Reset-Eingang über einen 47-Ω-Widerstand an Taster 2.

Pin 5 der IS wird nicht benötigt und lediglich über C4 (10nF) auf Masse gelegt. Es ist darauf zu achten, das am Ausgang des Bausteines (Pin 3) die Leuchtdiode LED 1 über einen Widerstand von mindestens 220 Ω angeschlossen wird. Das schließt eine Überlastung der IS aus und verhindert gleichzeitig eine Verschleierung der Farbpapiere durch eine zu große Helligkeit der LED.

An den Anschlüssen 6 und 7 liegen die zeitbestimmenden Bauelemente, die aus dem Umschalter U1, R1 und den beiden Potentiometern P1, P2 sowie dem Tantalelko C2 bestehen. Mit dem Umschalter U1 kann man die gewünschte Zeit, in diesem Fall 60 s oder 90 s, einstellen.

Das Monoflop

Nach Ablauf der eingestellten Verzögerungszeit triggert die negative Impulsflanke des Zeitgebers das mit der IS SN 7400 realisierte Monoflop. Man benötigt lediglich drei der enthaltenen vier Nand-Gatter. Die äußere Beschaltung ergibt sich ebenfalls aus Bild 2. Diese Kippschaltung gibt an seinem

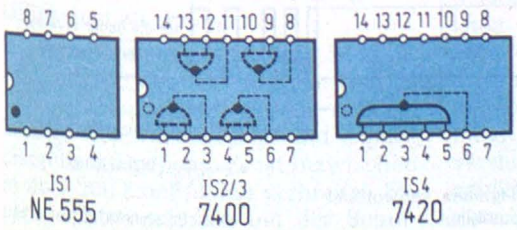


Bild 1. Die Anschlußbelegung der verwendeten IS

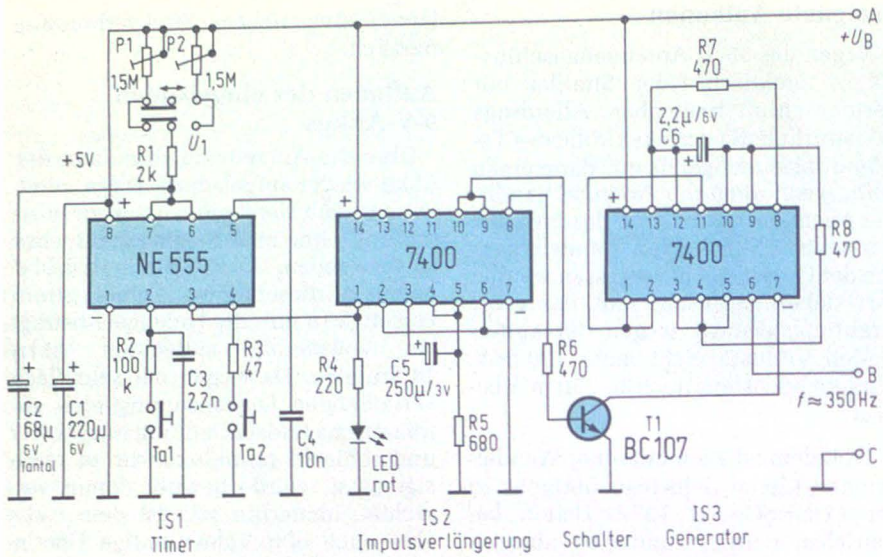


Bild 2. Die Schaltung des Steuerteils

Ausgang einen auf etwa 1 s verlängerten Impuls an die Basis des nachfolgenden Schalters ab.

Die Schaltung

Für die Dauer des Impulses schaltet der Transistor T 1 durch. An seinem Kollektor liegt jetzt nahezu Massepotential, dadurch erhält IS 3, der Generator, die Betriebsspannung und beginnt zu schwingen. Der Multivibrator wird ebenfalls mit der IS 7400 realisiert.

Der Generator

Bild 2 enthält auch den Generatorteil. Es werden zwei Widerstände und ein frequenzbestimmender Kondensator benötigt. Die Frequenz beträgt bei der angegebenen Dimensionierung ca. 300...350 Hz.

Die Endstufe

Als Verstärker kann ein 7400 benutzt werden. Es enthält zwei Leistungs-NAND-Gatter, von denen jedoch nur eines Verwendung findet. Die Ausgangsleistung reicht aus, um damit über einen Kleinlautsprecher einen gut hörbaren Ton zu erzeugen. Dieser Ton ist nicht sehr sauber, erfüllt aber seinen Zweck.

Das Netzteil

Das stabilisierte Netzteil muß einen Strom von max. 80 mA abgeben. Zur Netztrennung wurde ein Klingeltransformator mit getrennten Wicklungen benutzt. Die Sekundärwicklung gibt eine Spannung von 8 V ab. Nach der Gleichrichtung stehen am Siebkondensator C8 ca. 11 V. An der Basis des Transistors T2 liegt die von der Z-Diode stabilisierte Spannung von 6,8 V. Am Ausgang der Schaltung ergeben sich damit ungefähr 5,3 V.

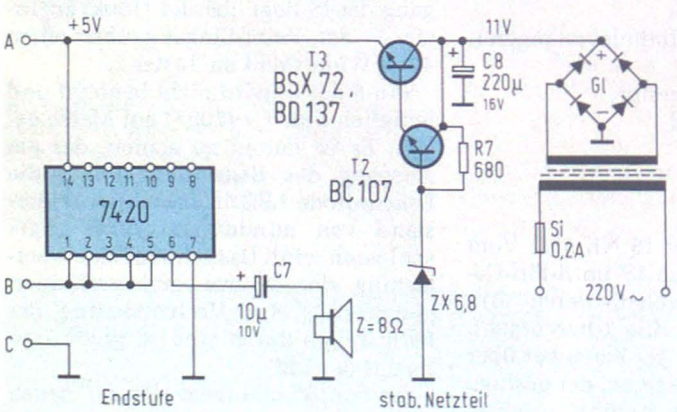
Es ist darauf zu achten, daß die Betriebsspannung nicht 5,5 V übersteigt! Bei der Wahl des Transistors T3 ist auf eine ausreichende Überdimensionierung zu achten, da der Transistor im Mustergerät nicht gekühlt wird; er muß eine Verlustleistung von mindestens 0,5 W verarbeiten können. Ein BD 137 reicht völlig aus. Entstehende Wärme wird durch die Bohrungen in der Gehäuseoberseite abgeführt. Eine Sicherung von 0,2 A schützt die Schaltung vor Überlastung.

Inbetriebnahme der Schaltung

Das Einschalten des Geräts verursacht einen steilen Anstieg der Betriebsspannung. Meist triggert dies die Schaltung und die LED beginnt zu leuchten. Das kann durch den Taster „Reset" rückgängig gemacht werden. Mit Hilfe einer genauen Uhr mit Sekundenzeiger wird die Schaltung geeicht.

Man dreht dazu das Potentiometer P1 zunächst auf kleine Widerstandswerte und stoppt die Zeit, die vergeht, bis das akustische Signal ertönt bzw. die Leuchtdiode erlischt. Die gewünschte Zeit wird durch Verstellen des Potis P1 erreicht.

Nach dem Umschalten des Schalters U1 in seine andere Stellung geschieht das



▲ Bild 3.
Die Nf-Endstufe und das 5-V-Netzteil

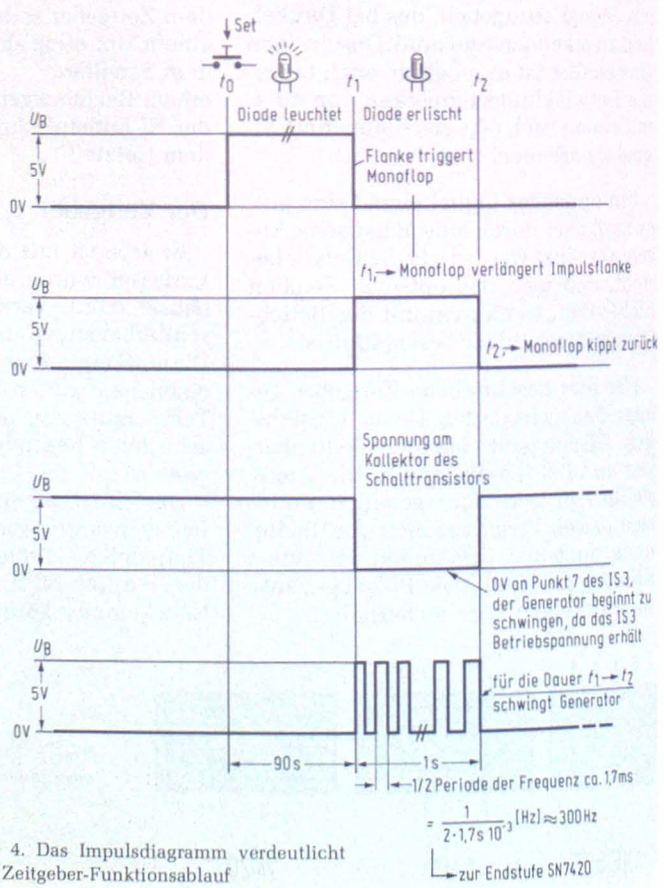


Bild 4. Das Impulsdiagramm verdeutlicht den Zeitgeber-Funktionsablauf

gleiche mit P2 für eine zweite Zeitdauer. Man hat jetzt zwei Verzögerungszeiten programmiert, die beliebig oft wiederholt werden können. Der „Reset"-Taster gestattet es, den Ablauf des Vorganges vorzeitig zu unterbrechen, falls das einmal erforderlich sein sollte. Bei Verwendung eines Kondensators von 68 µF und eines Potis von 1,5 MΩ können Verzögerungszeiten bis etwa 300 s eingestellt werden. Nach diesem Abgleich ist das Gerät betriebsbereit.

Aufbau des Gerätes

Das Gerät wird aus Sicherheitsgründen in ein Plastikgehäuse eingebaut. Auch bei noch so vorsichtiger Handhabung wird manchmal etwas von den Chemikalien verschüttet; da sie basischen Charakter haben und gut leiten ist dies eine sinnvolle Vorsichtsmaßnahme. Außerdem greifen verschiedene Entwickler, die Natriumhydroxid oder Kaliumhydroxid enthalten, Aluminiumgehäuse an.

Bild 4 gibt ein anschauliches Impulsdiagramm wieder, das die Funktionen der einzelnen Bausteine verdeutlicht. Die IS setzt man zweckmäßigerweise auf die im Handel erhältlichen 14-Pin-Sockel.

Erwähnt sei noch, das eine nach vorliegendem Muster aufgebaute Schaltung seit längerer Zeit ohne Beanstandung im Fotolabor des Verfassers ihren Dienst versieht.

Unter Psi-Tests versteht man den Versuch, durch deutlich sichtbare Abweichungen von zufälligen Verteilungen der Trefferraten bei der Beeinflussung (Psychokinese) oder Vorhersage des Ergebnisses eines zufälligen Prozesses eine entsprechende „Begabung" der Versuchsperson nachzuweisen. Der dänische Physiker Scott Hill hat für diese Zwecke ein handliches elektronisches Gerät entwickelt, das er im folgenden beschreibt. Klaus Kornwachs (Universität Freiburg) übersetzte uns das Manuskript ins Deutsche.

Scott Hill

Elektronisch gesteuerter Zufallsgenerator für Psi-Tests

In der wissenschaftlichen Forschung ist es oft erforderlich, eine Serie von zufälligen Zahlen (Ziffern von 0 – 9) zu erzeugen. Dazu sind in der letzten Zeit verschiedene Methoden benutzt worden, einschließlich Computerprogrammen, radioaktivem Zerfall und Rauschen in Halbleitern (thermisches Rauschen nach Johnson oder 1/f-Rauschen).

Um Zufallszahlen in Verbindung mit digitaler (elektronischer) Logik zu erzeugen, wurde von dem deutschen Physiker Helmut Schmidt der radioaktive Zerfall benutzt [1]. Dazu wird jedoch eine radioaktive Quelle benötigt, und das damit verbundene Gewicht der Abschirmung, das Geiger-Müller-Zählrohr und die Ableseeinheit machen es schwierig, ein tragbares Gerät, das für solche Zwecke benutzt werden kann, herzustellen.

Hier soll nun eine andere elektronische Methode, Zufallszahlen zu erzeugen, erörtert werden: Für die Zwecke des Psi-Tests werden reale physikalische Zustände, sogenannte Targets erzeugt. Frühere RNGs (random number generators), wie sie von Bender [2] und anderen beschrieben werden, sind klobig, stationär, teuer in der Herstellung oder nicht in der Lage, zuverlässige Zufälligkeiten zu erzeugen.

Das hier beschriebene Gerät ist kompakt, robust, kann mit billigen CMOS-Komponenten gebaut werden und befriedigt viele theoretische und experimentelle Ansprüche. Es ist inzwischen in über 200 Exemplaren verbreitet. Experimentatoren haben bei der Benutzung dieses Gerätes schon deutlich erkennbare Ergebnisse erhalten.

Das Funktionsprinzip

Das Blockschaltbild des Geräts zeigt *Bild 1*. Das ESP (extra sensory perception)-Testgerät besteht aus vier lichtemittierenden Dioden (LED), die als Psi-Target dienen. Es gibt vier dazu entsprechende Drucktasten für die Auswahl des Targets durch die Versuchsperson. Ein interner Zufallszahlengenerator wählt die Ansteuerung einer der LED aus, das dann hinter einer Blende brennt, so daß das Target von der Versuchsperson nicht gesehen werden kann.

Abhängig davon, wie die Testperson das Target wählt und was für eine Art von Feedback sie erhält, kann eine Reihe verschiedener Psi-Tests durchgeführt werden. Im allgemeinen wird von der Versuchsperson jedoch verlangt, einen „Treffer" dadurch zu erzielen, daß sie die Drucktaste betätigt, die zu dem versteckten Target gehört. Nach jedem Versuch wählt der Zufallsgenerator automatisch das nächste Target. Nach zehn Versuchen wird die Zahl der Treffer automatisch durch eine Ziffernanzeige angegeben. Für den unmittelbaren Feedback des „Spielstandes" während des Zeitraums, den der Test dauert, ist eine weitere Displaytaste vorgesehen.

Die Wahrscheinlichkeit eines Treffers pro Versuch ist 25 %, da vier gleich

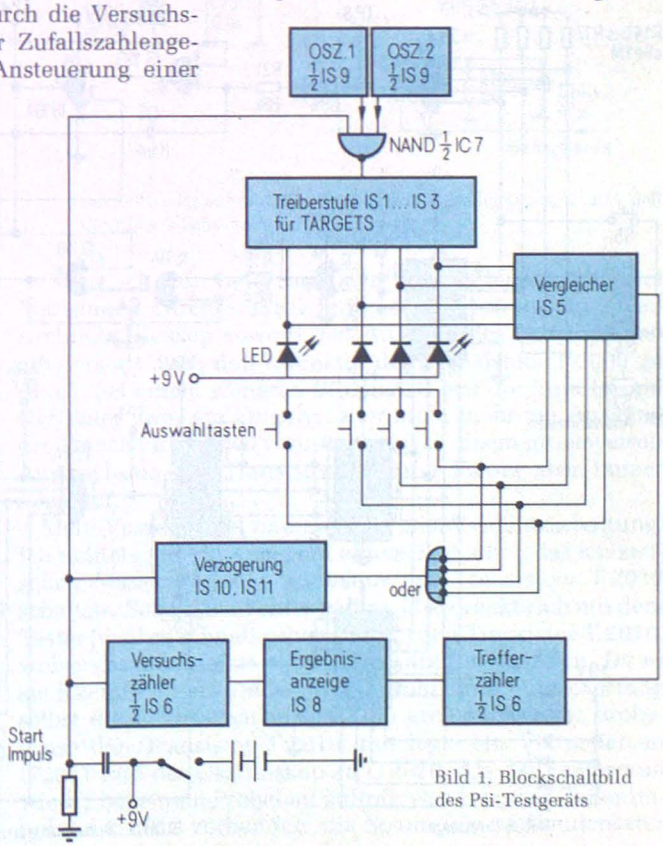


Bild 1. Blockschaltbild des Psi-Testgeräts

wahrscheinliche Möglichkeiten der Targetauswahl gegeben sind. (p = 0.25). Daher beträgt die mittlere Trefferrate bei 10 Durchläufen mit jeweils 10 Versuchen 25 Treffer. Testraten, die regelmäßig von der Erwartungsrate signifikant abweichen, werden für das Vorhandensein von Psi-Wirkungen angesehen. Beispiele für die Bewertung der Trefferzahl zeigt die *Tabelle*).

Die Schaltung

Wird das Gerät eingeschaltet, geht ein Anfangssignal, das von einer RC-Schaltung erzeugt wird, auf eine einzelne, zufällig ausgewählte LED.

Wird eine der vier Tasten gedrückt, wird ein Durchschaltsignal erzeugt. Dieses Signal geht über eine Verzögerung zu einem NAND-Gatter mit drei Eingängen, das in der einen Hälfte der IS 7 liegt. Die anderen zwei Eingänge des NAND-Gatters liegen an zwei nicht synchronisierten Oszillatoren (IS 9). Ist das NAND-Gatter durchgeschaltet, steuern also zwei nicht synchronisierte Pulsfolgen die Targettreiberstufe an, die aus den IS 1, 2 und 3 aufgebaut ist. Dies bringt die LED in einer 1-2-3-4 Sequenz mit einer zufälligen Häufigkeit zum Aufleuchten. Die Oszillatoren arbeiten bei 1 kHz und 1,6 kHz. Bei dieser Frequenz scheinen alle vier Leuchtdioden schwach zu glimmen. Wird die gedrückte Taste losgelassen, wird das Durchschaltsignal (nach einer zufälligen Verzögerung) durch das NAND-Gatter zurückgenommen und nur eine der LED bleibt brennen.

Wenn das Durchschaltsignal erzeugt ist, steuert es auch jedesmal den Versuchszähler (IS 6) an. Steht dieser Zähler bei 10 Versuchen, erzeugt er einen Stopimpuls, der die Siebensegmentanzeige auf Anzeige Trefferanzahl schaltet. Gleichzeitig schaltet dieser Impuls alle vier Leuchtdioden ab. Treten 10 Treffer hintereinander auf, produziert die Logik auf der Siebensegmentanzeige den Großbuchstaben „H". Um einen neuen Testlauf zu starten, schaltet man das Gerät aus und wieder ein und beginnt von vorne.

Stimmt die gedrückte Taste mit der brennenden LED überein (unabhängig davon, ob die LEDs durch eine Blende verdeckt sind oder nicht) erzeugt ein Vergleicher (IS 5) ein Signal, das durch den Trefferzähler registriert wird, um die Trefferrate wiedergeben zu können. Wenn es gewünscht wird, können sowohl die Signale für die Trefferzahlen wie für die Registrierung der Anzahl der Versuche für eine eventuell getrennte Anzeige oder für einen Anschluß via Interface an einen Computer abgezweigt werden, oder sie können über ein zusätzliches Modul für die Erstellung eines ESP-„Profils" auf einen X-Y-Schreiber gegeben werden.

Die Länge des Durchschaltsignals ist eine Funktion der Dauer des Tastendrucks. Die Verzögerung innerhalb der Schaltung hängt von der Höhe der entstehenden Prellspannungsspitze, die beim Betätigen des Schalters entsteht, ab. So spielen nur menschliche und mechanische Zufallselemente für die Targetselektion eine Rolle, und nicht etwa festgelegte Programme oder Algorithmen.

Die Schaltung des Geräts zeigt *Bild 2*.

Bewertung der Trefferanzahl

Anzahl der Durchläufe*	zu erwartende Trefferzahl	gutes Resultat	außergewöhnliche Trefferrate
10	25	34	36
20	50	62	66
30	75	90	94

* 10 Versuche pro Durchlauf

Literatur

[1] *Schmidt, H.*: „Quantum-Mechanical Random-Number Generator" in: Journal of applied Physics, 1970, von 41, Nr. 2, S. 462 – 468

[2] *Bender, H.*: „Elektronik in der Parapsychologie" in: Der Elektroniker 9 (1970) S. 313 – 317

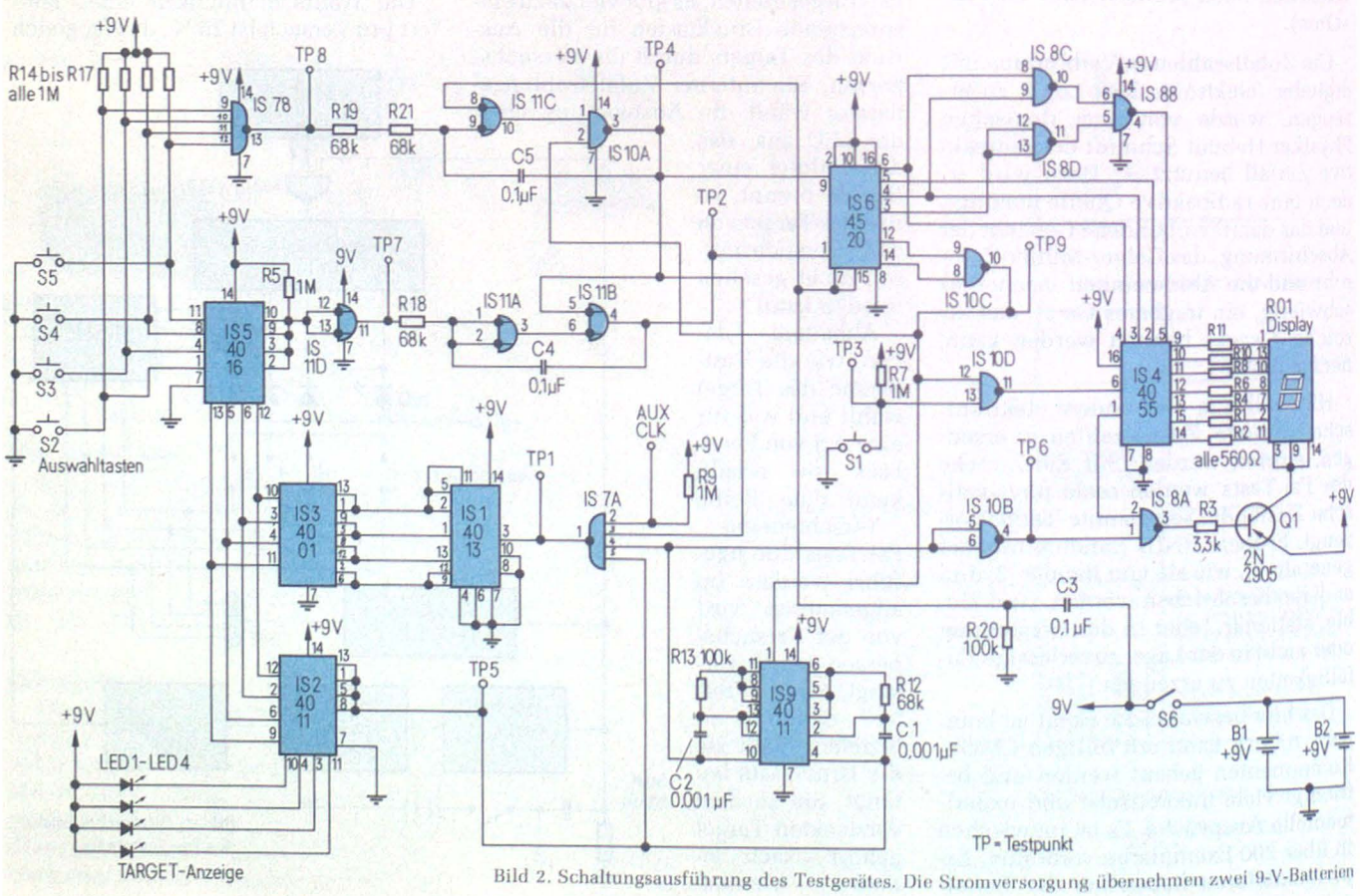


Bild 2. Schaltungsausführung des Testgerätes. Die Stromversorgung übernehmen zwei 9-V-Batterien

Christo
Anagnostopulos

Steigende Kriminalität ist eine Schlagzeile, mit der der Zeitungsleser täglich neu konfrontiert wird. Um wenigstens die Gefahr des Einbruchs zu reduzieren, können Alarmanlagen in Geschäfts- und Privathäusern installiert werden. Elektronische Warnanlagen sind ein äußerst wirksames, aber immer noch wenig genutztes Mittel zur Diebstahlsverhütung. Daher wurde eine in den Abmessungen kleine und zuverlässige Alarmzentrale entwickelt.

Elektronische Alarmzentrale

Nach reiflichen Überlegungen entstand die relaislose Alarmzentrale „AZA 7", geeignet für Körperschall-Überwachungsmikrofone und Reedkontaktschleifen. Dabei wurde auf eine robuste, funktionsgerechte, vor allem auch für den Laien leicht zu bedienende Konstruktion Wert gelegt. So ermöglicht die AZA 7 eine schnelle Überprüfung ihres Funktionszustandes ohne fachmännische Vorkenntnisse.

Charakteristisch für die AZA 7 ist neben ihren vielseitigen Einsatzmöglichkeiten und ihren Erweiterungsmöglichkeiten für Hochstromsirenen die geringe Stromaufnahme im Ruhezustand, so daß mit dem eingebauten Akkumulator diese Alarmzentrale selbst nach dreimonatigem Stromausfall immer noch betriebsfähig ist. Diese Eigenschaft gibt die Möglichkeit, die Anlage in Überwachungsräumen ohne Netzanschluß einzusetzen.

Die AZA 7 ist am Ausgang bis zu 3 A belastbar. Bereits mit einer Kleinsirene sichert sie einen durchdringenden, weit über den Umweltgeräuschpegel hinausragenden Alarmton.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Gesamtschaltung der Anlage. Beim Einbruch bzw. Einbruchsversuch gelangt das Signal des Körperschallmikrofons über eine abgeschirmte Zuleitung in den dafür vorgesehenen Eingang E1 der Alarmzentrale. Über den Empfindlichkeitseinsteller P1 und über den Koppelkondensator C1 gelangt die Energie zum Transistor T1 und wird so verstärkt, daß bei ausreichendem Schalldruck am Körperschallmikrofon der Thyristor Th zünden kann. Ist der Thyristor einmal gezündet, so fließt über den Schutzwiderstand R7 und den Thyristor Th Strom in den Ladekondensator C6, und zwar so lange, bis C6 vollständig aufgeladen ist. Der Stromfluß hört dann auf, und der Thyristor sperrt. Die im Ladekondensator C6 gespeicherte Energie fließt nun über R9 in die Basis des Transistors T3 und schaltet ihn durch. Am Emitterwiderstand R14 des Transistors T3 wird die negative Spannung dabei so groß, daß gleichzeitig die Transistoren T5 und T6 durchgesteuert werden.

Bei durchgeschaltetem Transistor T6 ist die Sirene im Betriebszustand. Die Heuldauer hängt hauptsächlich von der Zeitkonstante des Kondensators C6 und der Widerstände R9 und R11 ab.

Bei durchgesteuertem Transistor T6 beträgt die Kollektor-Emitter-Restspannung desselben je nach Belastung zwischen 0,1 und 0,3 V. Dies entspricht im Höchstfall einem (vernachlässigbaren) Verlust von 2,5 % der Batteriespannung. In diesem Zustand liegt die Basis des Transistors T4 über den Widerstand R17 an einer Minusspannung von 0,3 V. Bei dieser Spannung bleibt der Transistor T4 gesperrt und beeinflußt den Transistor T5 nicht. Die am Ausgang S1/S2 angeschlossene Sirene heult in voller Leistung.

Nimmt nun die Spannung am Ladekondensator C6 so weit ab, daß die Transistoren T3, T5 und T6 nicht mehr genügend durchgesteuert werden können, so steigt zwangsläufig die Kollektorspannung des Transistors T6 an, während der Kollektorstrom abnimmt. Bei entsprechender Dimensionierung von R17 schaltet der Transistor T4 beim Anstieg der Kollektorspannung auf 0,5 V durch und legt die Basis des TransistorsT5 auf Plus. T5 sperrt sofort und mit ihm der Leistungstransistor T6. Somit wird erreicht, daß der Kollektorstrom des Transistors T6 rapid abschaltet. Durch diese Abschaltung wird einerseits ein langanhaltendes, allmählich nachlassendes Nachheulen der Sirene vermieden, andererseits übernimmt die Abschaltung die Schutzfunktion für den Leistungstransistor T6 bei Kurzschlüssen am Ausgang S1/S2.

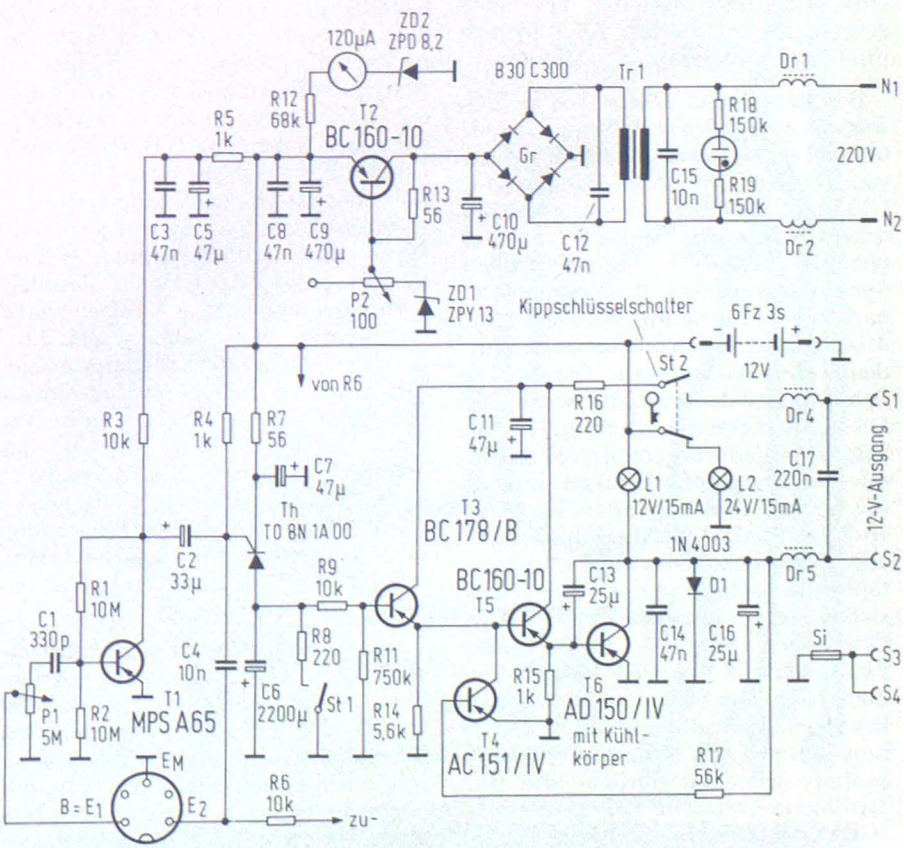


Bild 1. Schaltbild der Alarmanlage. Die Anschlußbelegung geht aus dem Text hervor

Sie begrenzt den Kollektorstrom auf 3 A bei kurzzeitigen Überlastungen.

Überlegungen bei der Dimensionierung

Die für die AZA 7 vorgesehenen Körperschallmikrofone sind hochohmig und erfordern daher einen hochohmigen Eingangswiderstand der Alarmzentrale. In dieser Schaltung ist der Eingangswiderstand größer als 1 MΩ. Der Koppelkondensator C1 ist so gewählt, daß Frequenzen unterhalb von 100 Hz stark abgeschnitten werden. Besonders gefragt ist der Bereich zwischen 800 Hz und 7 kHz, denn in diesem Spektrum liegen die Glasbruchgeräusche, die in Verbindung mit den zugehörigen Körperschallmikrofonen die Alarmzentrale auslösen. Sollten Körperschallmikrofone zur Registrierung von Trittschall eingesetzt werden, so muß der Eingangskondensator C1 auf 1000 bis 1500 pF erhöht werden.

Mit P1 kann die gewünschte Empfindlichkeit eingestellt werden.

Wie bereits erwähnt, hängt die Alarmmeldedauer der Alarmzentrale hauptsächlich von der Kapazitätsgröße des Ladekondensators C6 ab. Die Einschaltdauer ist mit Rücksicht auf die gesetzlichen Bestimmungen in dieser Schaltung durch eine Ladekapazität von 2200 µF bei 1 A Ausgangsstrom auf etwa 3 Minuten begrenzt; bei einer Ausgangsbelastung von 2,5 A beträgt die Einschaltdauer ca. $2\,^1/_2$ Minuten.

Der Leistungstransistor T6 ist hier wegen seiner guten Schaltereigenschaften und seiner Belastbarkeit bis 3 A gewählt worden. Die Kondensatoren C13, C14 und C16 sollen Spannungsspitzen unterdrücken. Die Diode D1 schützt den Transistor T6 vor induktiven Spannungsspitzen, z. B. der Sirene. Dr4 und Dr5 sind Ringdrosseln zur Unterdrückung der durch die Sirene entstandenen Impulsstörungen. Die beiden Drosseln sind dann wichtig, wenn eine hohe Eingangsempfindlichkeit (P1 voll aufgedreht) erforderlich ist; bei mittlerer Eingangsempfindlichkeit können die beiden Drosseln wegfallen. Eine wichtige Funktion hat hier der keramische Scheibenkondensator C17 zur Unterdrückung der durch die Sirene entstehenden Funkstörungen, deren Oberwellen aufgrund ihrer steilen Flanken bis in den UHF-Bereich hineinreichen. Das Fehlen von C17 würde bewirken, daß die hohen Störspannungsspitzen den Eingang der Alarmzentrale erreichen würden, über den Darlington-Transistor T1 erneut verstärkt und über den Thyristor Th den Ladekondensator C6 immer wieder aufladen würden, so daß die Alarmanlage nicht zum Stillstand kommen könnte.

Zur Überprüfung der Alarmanlage dienen die Kontrollämpchen L1 und L2. L1 zeigt die Funktionsbereitschaft der Alarmzentrale bei offenem Ausgang an, L2 den entschärften Zustand. Der Schlüsselschalter St2 dient zur lautlosen Überprüfung der Alarmanlage und ist für die Abschaltung der Sirene im Bedarfsfall vorgesehen; bei ausgeschaltetem Ausgang S1/S2 übernimmt das Kontrollämpchen L1 die Funktion des Kollektorwiderstandes des Transistors T6. Mit dem Drucktaster St1 kann man den Kondensator C6 entladen und somit die Alarmanlage zum Stillstand bringen.

Die Stromaufnahme der Alarmzentrale beträgt im Ruhezustand etwa 1,4...1,5 mA bei 22 °C. Die Schaltung ist temperaturunempfindlich und arbeitet auch bei höheren Temperaturen zuverlässig.

Der Eingang E2 ist in der Kombination mit R6, R4 und C4 zur Alarmauslösung mit Reedkontakten (Arbeitskontakte) vorgesehen. Die Zuleitung muß, wie auch bei den Körperschallmikrofonen, abgeschirmt sein.

Die Stromversorgung

Bei Alarmanlagen wird die Bedingung gestellt, auch bei Stromausfall funktionsfähig zu bleiben. Das Netzteil hat deshalb hauptsächlich die Aufgabe, den vorgesehenen Trockenakkumulator ständig aufzuladen, damit im Alarmfall die nötige Stromstärke geliefert werden kann. Bei der Dimensionierung des Netzteils ist von folgender Überlegung ausgegangen worden: Die Kapazität des Trockenakkumulators beträgt bei 12 V/4,5 Ah und ist über viele Jahre ohne Wartung haltbar. Nimmt man an, daß der Ausgang im Alarmfall 3 Minuten lang mit 2,5 A belastet wird und daß in einer Nacht wegen Einbruchsversuchs fünfmal Alarm ausgelöst wird, so beträgt der Stromverbrauch aus dem Akkumulator ca. 0,625 Ah. Ein kleines Netzteil, das 100 mA liefert, würde diesen Verlust in sechs Stunden ergänzen, während die Alarmzentrale unter diesen Umständen noch für 31malige Alarmgabe mit dem aus dem Akkumulator lieferbaren Strom funktionsfähig ist.

Da in der Tat aber nur in großen Zeitabständen Alarm ausgelöst werden wird, genügt hier also ein kleines Netzteil, das den Verlust des Akkumulators allmählich ersetzt und nach Erreichen seiner vollen Kapazität ihn ständig mit einem Pufferstrom versorgt. So reicht ein kleiner Netztransformator 12 V/1,2 VA aus. Am Siebkondensator C10 stellt sich eine Gleichspannung von 17 V ein; über den Regeltransistor T2 fließt der Ladestrom in den Trockenakkumulator und lädt ihn auf. Die Ladespannung beträgt bei vollem Akku 13,8 V, der Ladestrom 10 mA. Die Ladespannung wird durch die Z-Diode ZD1 begrenzt; mit P2 wird die Ladeendspannung auf 13,8 V eingestellt. Der Ladestrom bei entladenem Akkumulator beträgt ca. 120 mA. Das Anzeigeinstrument zeigt den Zustand des Trokkenakkumulators an.

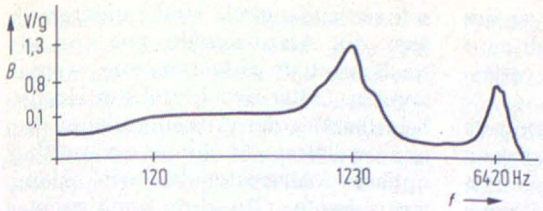
Zum Netzanschluß wird ein dreipoliges Netzkabel mit Erdungsleiter verwendet; der Erdungsleiter wird am Punkt S4 am Chassis angeschlossen. Der Pluspol des Akkumulators ist mit dem Chassis über die Sicherung Si verbunden, sie ist zum Schutz der Leiterbahn bei evtl. Kurzschlüssen vorgesehen! Die Drosseln Dr1 und Dr2 in Verbindung mit dem Kondensator C15 unterdrücken eventuelle Funkstörungen, die über die Netzleitung unerwünscht in die Elektronik der AZA 7 gelangen könnten.

Aufbau und Installation

Für das Mustergerät wurde ein Metallgehäuse mit den Innenmaßen von 220 mm x 205 mm x 63 mm verwendet. Die Platine ist auf zwei T-förmigen Schienen montiert, die Schienen wiederum an der Längsinnenseite des Gehäuses.

Bei der Installation einer Alarmanlage sollte man bestrebt sein, die Zentrale an ihrem Aufstellungsort für Unbefugte möglichst unzugänglich zu machen. Das Gehäuse sollte mit der Frontplatte nach vorne aufgestellt werden, damit die Überprüfung leicht fällt. Zweckmäßigerweise montiert man die Körperschallmikrofone bei Schaufenstern an der unteren Region der Glasscheibe und bei Fenstern an der Seite der Scharniere, so daß beim Öffnen der Fenster die Mikrofonleitung nicht im Wege steht. Dasselbe gilt auch für Türscheiben. Da die Zuleitung der Mikrofone ein abgeschirmtes flexibles Kabel ist, genügt eine kleine Schleife, um den Übergang vom schwenkbaren Fensterteil zum Fensterrahmen zu bilden. Die Mikrofonfläche und die zu überwachende Glasscheibe müssen, um eine optimale Wirkung zu erreichen, schallhart verbunden sein; das kann man z. B. mit Uhu-Plus erreichen. Mit zwei sich überkreuzenden Klebestreifen befestigt man das Körperschallmikrofon an der Scheibe, bis der Kleber ausgehärtet ist.

Je nach Leitungslänge können mehrere Körperschallmikrofone zur Überwachung an verschiedenen Stellen ohne weiteres parallel angeschlossen



◄ Bild 2. Charakteristischer Frequenzgang eines Körperschallmikrofons zur Überwachung von Glasscheiben

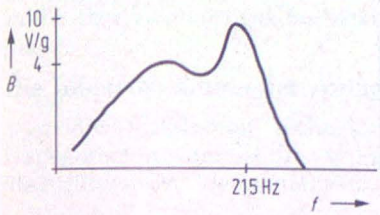


Bild 3. Charakteristischer Frequenzgang eines Körperschallmikrofons zur Überwachung von Trittschall

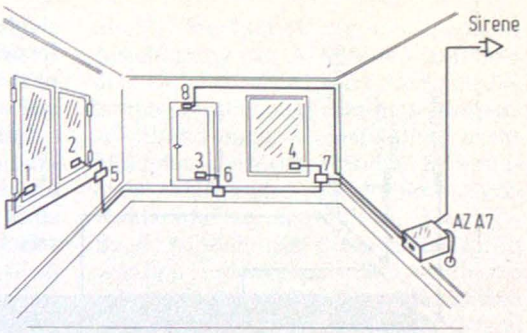


Bild 4. ► Installationsbeispiel einer Alarmanlage mit Körperschallmikrofonen (1, 2, 3, 4), Verteilern (5, 6, 7) und Reedkontakt (8)

und dem Eingang E1 der Alarmzentrale zugeführt werden. Der Frequenzgang wird dadurch nicht beeinflußt, so daß bei langen Anschlußleitungen lediglich die Eingangsempfindlichkeit nachläßt. Einen seltenen, aber dennoch möglichen Nachteil weisen dynamische Körperschallmikrofone im Kunststoffgehäuse auf, indem sie induktive Störungen aufnehmen. So kann es z. B. passieren, daß Hochspannungsüberschläge von einem Fernsehapparat zu einer unerwünschten Alarmauslösung führen. Die hier verwendeten Körperschall-Kristallmikrofone besitzen einen Übertragungsfrequenzgang nach *Bild 2*.

Anstelle der beschriebenen Körperschallmikrofone können auch zur Überwachung von Glasscheiben einfache Erschütterungskontakte bzw. Vibrationskontakte am Eingang E2 der Alarmzentrale Verwendung finden. Allerdings erfüllen sie die Funktion des Körperschallmikrofons nicht ganz. Stellt man ihre Empfindlichkeit zu hoch ein, so sind häufig Fehlauslösungen durch umweltbedingte Erschütterungen zu befürchten. Bei groben Einstellungen hingegen würden sie keinen Alarm auslösen, bevor die Glasscheibe zersplittert. Derartige Schwierigkeiten gibt es bei speziellen Körperschallmikrofonen nicht, abgesehen davon, daß ihr Anwendungsbereich viel größer ist. Sie können in Mauern einzementiert, mittels vier Schrauben an verschiedenen zu überwachenden Gegenständen montiert werden und auch Trittgeräusche zur Anzeige bringen (*Bild 3*). Eine gute Überwachungsmaßnahme gegen Eindringlinge bieten Reedkontakte am Eingang E2. Das Schärfen und Entschärfen der Reedkontaktschleife muß allerdings durch eine Verschlußein-

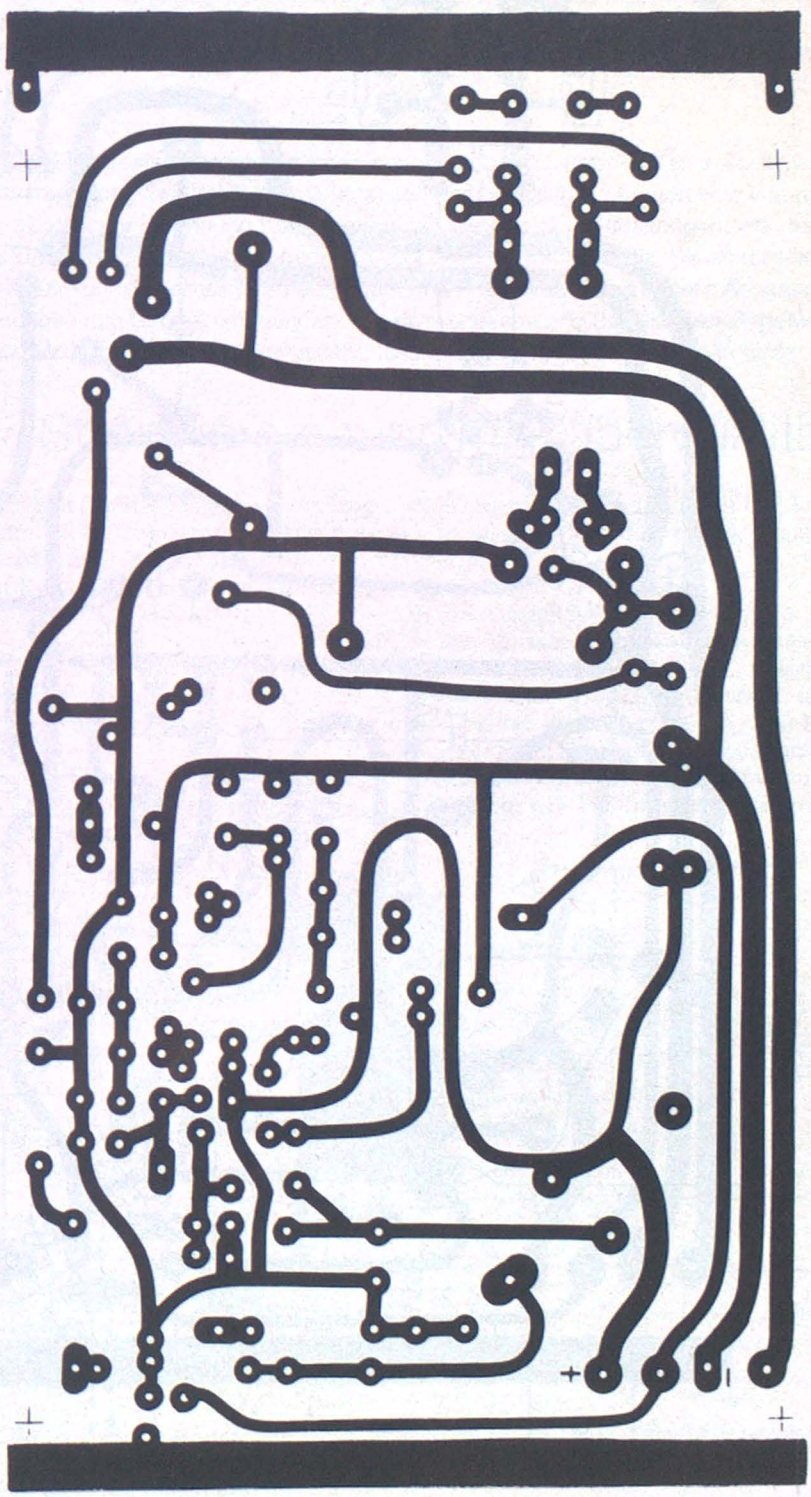
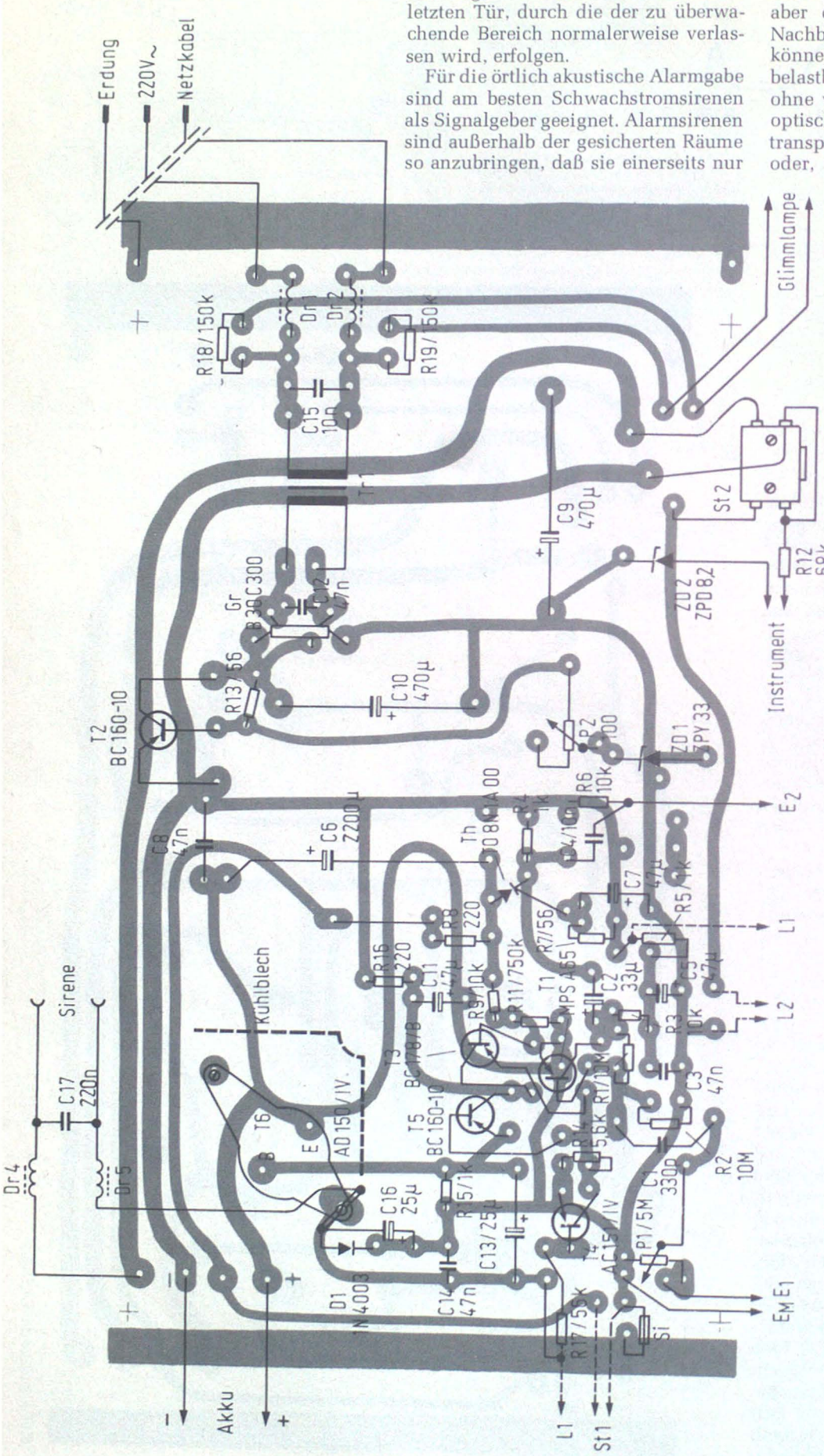


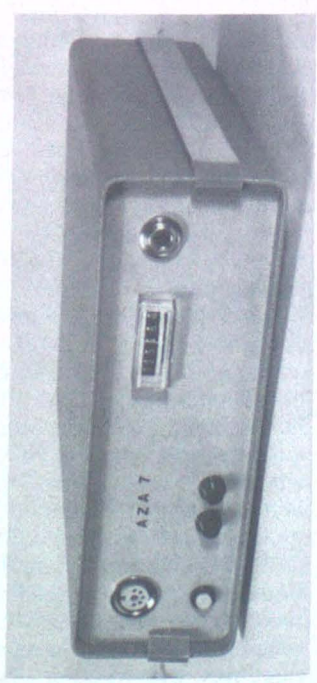
Bild 5. Vorlage für die Platine

richtung, z. B. Schlüsselschalter, an der letzten Tür, durch die der zu überwachende Bereich normalerweise verlassen wird, erfolgen.

Für die örtlich akustische Alarmgabe sind am besten Schwachstromsirenen als Signalgeber geeignet. Alarmsirenen sind außerhalb der gesicherten Räume so anzubringen, daß sie einerseits nur schwer zugänglich sind, andererseits aber die Alarmsignale gut von der Nachbarschaft aufgenommen werden können. Unter Beachtung der Höchstbelastbarkeit der Ausgänge kann man ohne weiteres zur Sirene noch örtlich optische Alarmsignale, wie Alarmtransparente, Rundum-Kennleuchten oder, was am preiswertesten ist, die



◀ Bild 6. Bestückungsplan für die Alarmzentrale



◀ Bild 7. Das Gerät des Verfassers. Das Instrument zeigt den Akkuzustand an (Aufnahme: Leutmayr)

Raumbeleuchtung, mit einschalten. Die Schwachstromsirenen sind auch bei Stromausfall in Betrieb und erreichen mit ihrem Einsatz einen windabhängigen, aber dennoch großen Wirkungskreis von 75 bis 150 Meter. Ein Montagebeispiel hierzu ist in *Bild 4* verdeutlicht. *Bild 5* zeigt einen passenden Platinenentwurf für die Alarmzentrale, *Bild 6* den zugehörigen Bestückungsplan.

Die Inbetriebnahme der Anlage

Ist die Installation fachmännisch vorgenommen, dann ist die Funktionsüberprüfung der Alarmanlage denkbar einfach. Man bringt, um unnötigen Lärm zu vermeiden, den Schlüsselschalter in Stellung „Sirene Aus". Die Kontrollampe L2 leuchtet auf. Die Funktionsüberprüfung der Körperschallmikrofone und der Reedkontaktschleife kann wie folgt vorgenommen werden: Klopft man mit einem Metallkörper in der unmittelbaren Nähe des Körperschallmikrofons gegen die Glasscheibe, so muß bei genügender Eingangsempfindlichkeit die Alarmzentrale ansprechen, d. h. die Kontrollampe L1 muß aufleuchten. Auf diese Weise kann gleichzeitig die Ansprechempfindlichkeit mit P1 eingestellt werden. L1 leuchtet bis zur selbständigen Abschaltung ca. 4 Minuten auf. Mit dem Drucktaster St1 kann die Kontrollampe gelöscht und sämtliche Körperschallmikrofone, wie erwähnt, nacheinander überprüft werden. In ähnlicher Weise wird die Funktion von Reedkontakten kontrolliert. Anschließend können die Sirenen überprüft werden, indem man den Schlüsselschalter betätigt. Sie können durch den Drucktaster St1 wieder zum Stillstand gebracht werden. Diese Überprüfung empfiehlt sich in regelmäßigen Zeitabständen.

Bild 7 zeigt das Gerät des Verfassers.

Ein Teil der Mindestausrüstung für jede sinnvolle Hobby-Elektronik ist eine stabilisierte Stromversorgung. Sie soll kurzschlußfest sein und möglichst eine von Null Volt aufwärts einstellbare Spannung abgeben können. Geräte und Schaltungen, die diese Forderungen mehr oder weniger erfüllen, gibt es in reicher Auswahl. Sie sind vorwiegend mit einzelnen Transistoren aufgebaut und nicht einfach auf andere Ausgangsspannungen und Ströme umzuändern. Kreisverstärkung und Stabilität der Regelung, Schutz vor Zerstörung und Überlastung lassen ebenfalls oft zu wünschen übrig.

Peter Nicol

Einstellbare, stabilisierte Stromversorgung mit Laborqualität

Die vorliegende Schaltung gestattet die einfache Änderung der Ausgangsgrößen durch Austausch zweier Widerstände. Spannung und Strom können unabhängig und von Null aufwärts eingestellt werden. Eine sogenannte rückläufige Kennlinie bei Überlastung ist bei Bedarf möglich. Die Schaltung ist mit integrierten Schaltungen aufgebaut. Die Platine ist ausreichend groß, um auch ältere Bauteile noch sicher unterzubringen.

Die Schaltung

Netzteile mit einer ab Null Volt einstellbaren Spannung benötigen meist eine Hilfsspannung. Für die Schaltung MC 1466 beträgt diese Hilfsspannung 21 V bis höchstens 30 V, die mit etwa 12 mA belastet wird. Jede Spannung über dem Mindestwert von 21 V vergrößert die Wärmeentwicklung der Schaltung ohne eine Verbesserung der Eigenschaften. Die Hilfsspannung muß erdfrei sein; ihr negatives Potential liegt 7,25 V unter der eingestellten Ausgangsspannung. Sie wird in einer separaten Trafowicklung erzeugt, mit einer Graetzbrücke gleichgerichtet und stabilisiert, wobei eine Verdopplerschaltung die Betriebsspannung für die Z-Diode liefert. Der Operationsverstärker 741 und die Anzeigelampen sind ebenfalls an diese Hilfsspannung angeschlossen. *Bild 1* zeigt die Gesamtschaltung der Stabilisation, *Bild 2* den Netzteil.

Stellglied für die Ausgangsspannung sind drei NPN-Transistoren in Darlington-Schaltung. Die Widerstände zwischen Basis und Emitter verkürzen die Ausräumzeiten der Basiszone.

Die IS MC 1466

Die Schaltung enthält

a) eine interne Spannungsstabilisation auf 18,5 V,
b) eine einstellbare Konstantstromquelle (0,8 mA bis 1,2 mA),
c) je einen Regelverstärker für die Ausgangsspannung und den Ausgangsstrom,
d) ein ODER-Gatter und
e) die Ausgangsstufe

Der Ausgangsstrom der Konstantstromquelle wird mit R 16 zwischen 0,8 mA und 1,2 mA eingestellt und fließt über Pin 3 durch R 11, das Potentiometer für die Ausgangsspannung. Der Regelverstärker für die Spannung vergleicht die Potentiometerspannung

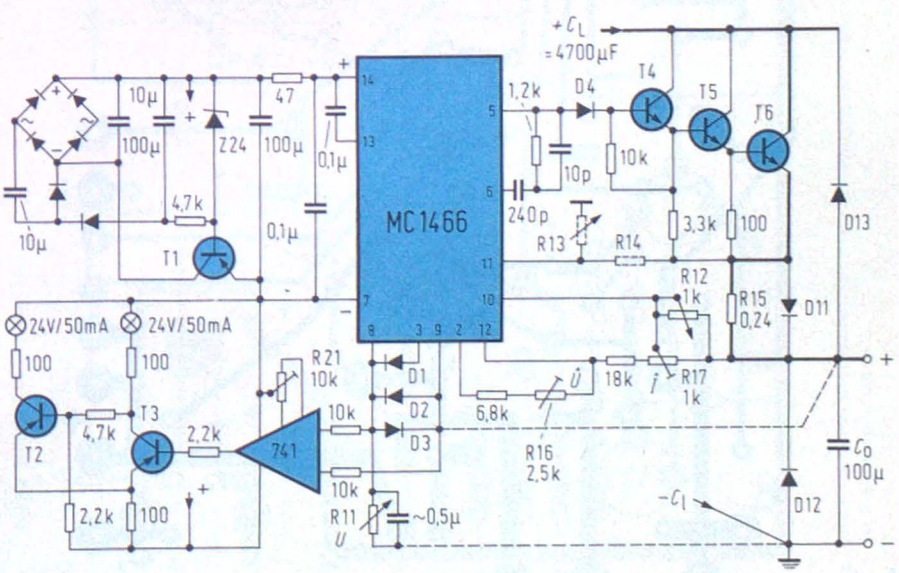


Bild 1. Die Schaltung der Regelung. Für 25 V/1 A können alle Dioden 1 N 4001 sein. Ohne rückläufige Kennlinie wird R 14 überbrückt; R 13 entfällt dann. Die gestrichelten Linien sind die Fühlerleitungen; sie müssen unmittelbar an die Ausgangsbuchsen angelötet werden

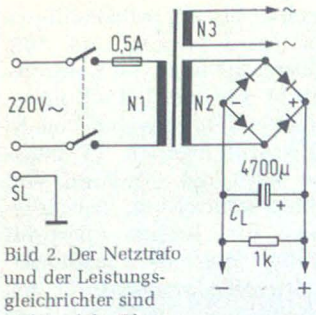


Bild 2. Der Netztrafo und der Leistungsgleichrichter sind nicht auf der Platine

(Pin 8) mit der Klemmenspannung (Pin 9) und steuert über das ODER-Gatter die Ausgangsstufe.

Der Bezugswert für die Stromregelung ist der Spannungsabfall am Trimmer R 17 (Pin 10). Übersteigt der Spannungsabfall am Meßwiderstand R 15 (Pin 11) diesen Wert, greift die Stromregelung über das ODER-Gatter ein und regelt die Ausgangsspannung zurück. Für eine sichere Funktion sollen am Widerstand R 15 bei maximalem Strom etwa 0,25 V abfallen. Die zu R 15 parallel geschaltete Diode D 11 schützt die Schaltung bei defekten Leistungstransistoren.

Die Ausgangsstufe kann am Pin 5 etwa 1,5 mA abgeben. Sie sollte aber unter 0,5 mA betrieben werden, weil sonst die Regeleigenschaften der Schaltung MC 1466 schlechter werden. Die RC-Kombination (240 pF; 1,2 kΩ; 10 pF) beeinflußt den Amplituden- und Phasengang der Regelung. Der 10-pF-Kondensator kann entfallen, wenn die Transitfrequenz der Leistungstransistoren größer als 0,5 MHz ist.

Bei Überlast (Stromregelung) sinkt die Ausgangsspannung (Pin 9) unter den vom Potentiometer R 11 vorgegebenen Wert (Pin 8). Der Operationsverstärker wertet diesen Unterschied aus und steuert den Anzeigeverstärker.

Fühlerleitungen (gestrichelt) kompensieren den Spannungsabfall auf den Leitungen im Gerät. Sie können zu separaten Buchsen herausgeführt werden.

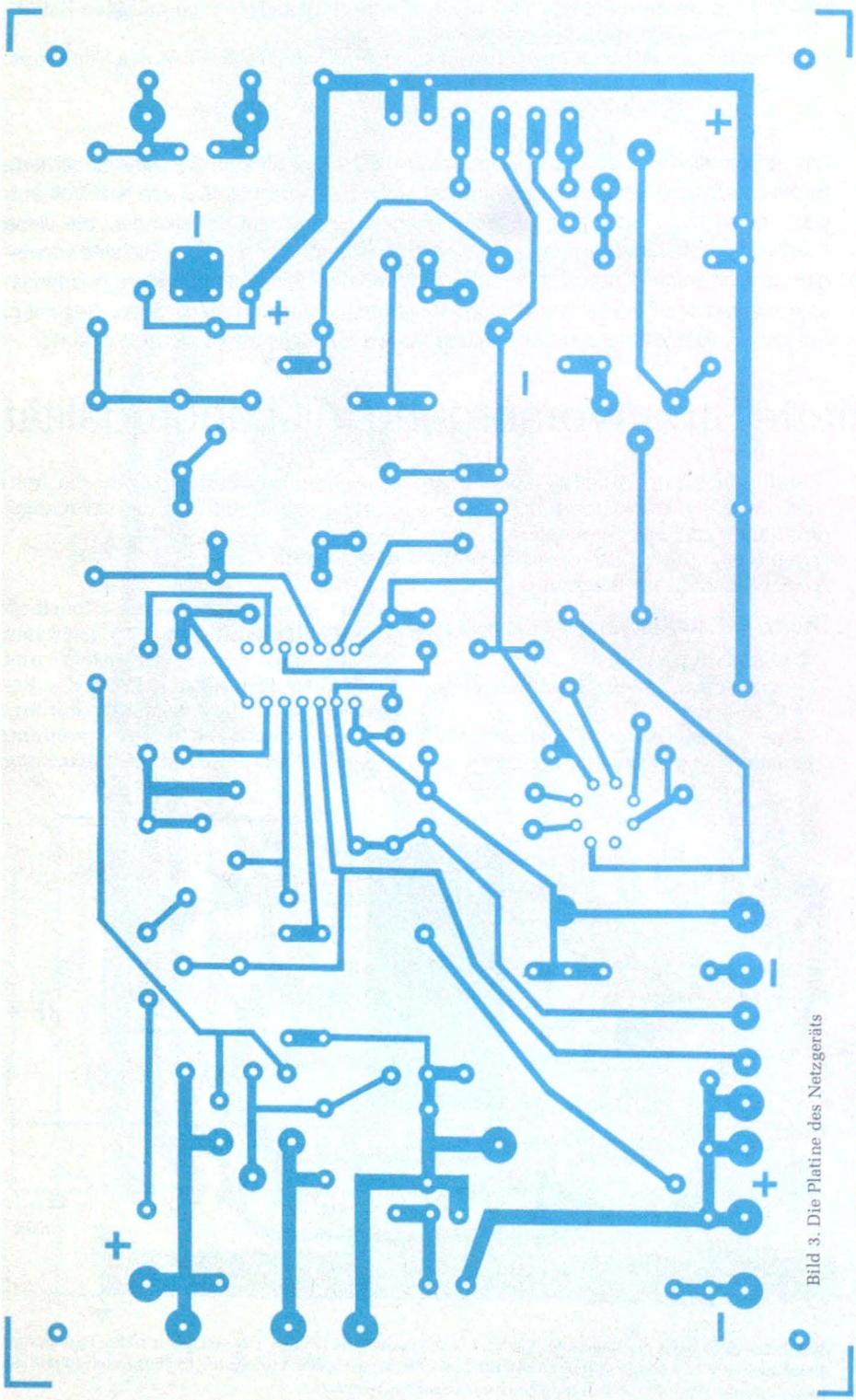


Bild 3. Die Platine des Netzgeräts

Schutzschaltungen

Die integrierte Schaltung wird durch mehrere Dioden vor unüblichen Betriebszuständen, Schaltungs- und Bauteilefehlern geschützt. Die Dioden D 2, D 3 und D 4 schützen die Schaltung bei Kurzschluß, Rückspeisung und Netzstörungen. Der Schutz vor Netzstörungen kann durch eine 8-V-Z-Diode zwischen Pin 9 und 7 noch verbessert werden. Ein Kondensator parallel zum Potentiometer R 11 vermindert ebenfalls Störeinflüsse. Er erfordert den Einbau der Diode D 1 zum Schutz der Schaltung. Die Diode D 11 parallel zum Widerstand R 15 schützt die Schaltung bei einem Fehler im Leistungstransistor. Sie muß aber entfallen, wenn eine rückläufige Kennlinie (Fold back) eingebaut wird. Die Dioden D 12 und D 13 schützen das Gerät beim Abschalten von Induktivitäten und bei Rückspeisung. Bis 1 A Ausgangsstrom können alle Dioden 1N 4001 oder entsprechende Typen sein.

Anzeigeverstärker

Der Anzeigeverstärker ist als Schmitt-Trigger aufgebaut. Er wird vom Operationsverstärker 741 mit ca. 20 V angesteuert. Sein Aufbau ist daher völlig unkritisch. Alte Germaniumtransistoren haben hier noch eine sinnvolle Verwendung gefunden. Silizium-PNP-Transistoren können ebenfalls ohne Änderungen eingebaut werden. Die in den Kollektoren vorgesehenen Widerstände (100 Ω) begrenzen den Einschaltstrom der Glühlampen. Beim Betrieb mit Leuchtdioden werden sie auf ca. 2,2 kΩ vergrößert.

Die Einstellung des 10-kΩ-Potentiometers R 21 am Operationsverstärker

bestimmt den Umschaltpunkt der Anzeige. Am unbelasteten Netzteil wird das Potentiometer R 11 schnell zurückgedreht. Dabei leuchtet kurzzeitig die Lampe der Spannungsregelung. Das Potentiometer R 21 wird so eingestellt, daß diese Lampe im Leerlauf gerade leuchtet.

Dimensionierung des Trafos

Es ist nicht wirtschaftlich, den Trafo nach vorgegebenen Ausgangswerten zu berechnen und wickeln zu lassen. Trotzdem soll hier eine solche Berechnung mit den wesentlichsten Daten durchgeführt werden, damit man die Probleme erkennen und einen Trafo aus einem Sonderangebot einsetzen kann.

Effektivwert des Trafostromes

Die impulsförmige Stromentnahme der Gleichrichterdioden verursacht höhere Verluste im Trafo als eine konstante Belastung. Bei einer Graetzbrücke muß der Trafo für den 1,5fachen Gleichstrom dimensioniert werden.

$$I_{Tr} = 1{,}5 \cdot I_{=}$$

Ausgangsspannung

Der Ladekondensator wird im Idealfall über die Dioden auf den Spitzenwert der Wechselspannung aufgeladen. Durch den Spannungsabfall U_D an den Dioden wird dieser Wert nicht ganz erreicht.

$$U_{Co} = \sqrt{2} \cdot U_{Tr} - 2 \cdot U_D$$

Bei Belastung bricht die Spannung um weitere 3...8 V wegen der ohmschen Wicklungswiderstände des Trafos zusammen.

Brummspannung

Die Spannung am Ladekondensator schwankt wegen der nur kurzzeitigen Nachladung über die Dioden. Der Spitze-Spitze-Wert dieser Brummspannung ist

$$U_{Br} \leqq \frac{I_{=}}{2 \cdot f \cdot C_L}$$

Damit die Leistungstransistoren immer eine ausreichende Betriebsspannung haben, muß man davon den halben Wert berücksichtigen.

Spannungsabfall an den Leistungstransistoren

Durch die Darlington-Schaltung der Leistungstransistoren beträgt der Spannungsabfall ca. 0,7 V pro Transistor. Eine Komplementär-Darlington-Schaltung bringt zwar einen kleineren Spannungsabfall, sie ist aber wegen der größeren Phasendrehung und der damit entstehenden Schwingneigung des Netzteils ungeeignet. Außerdem spielt der größere Spannungsabfall keine wesentliche Rolle.

Für $U_{=} = 25$ V, $I_{=} = 1$ A, $C_L = 4700$ µF und drei Leistungstransistoren in Darlington-Schaltung ergeben sich folgende Trafowerte:

$$\triangle U_T = 3 \cdot 0{,}7 \text{ V} = 2{,}1 \text{ V}$$

$$U_{Br} = \frac{1}{2 \cdot 50 \cdot 4700 \cdot 10^{-6}} = 2{,}2 \text{ V}$$

Der Spannungsabfall ΔU an der Trafowicklung beträgt etwa 5 V. Für den vollen Ausgangsstrom ergibt sich rechnerisch am Ladekondensator eine Spannung von

$$U_{Co} = U_{=} + \triangle U_T + \frac{U_{Br}}{2} + \triangle U =$$

$$= 25 \text{ V} + 2{,}1 \text{ V} + 1{,}1 \text{ V} + 5 \text{ V} = 33{,}3 \text{ V}.$$

Der Effektivwert der Trafospannung wird:

$$U_{Tr} = \frac{U_{Co} + 2 \cdot U_D}{\sqrt{2}}$$

$$= \frac{33{,}3 \text{ V} + 2 \text{ V}}{\sqrt{2}} = 25 \text{ V}$$

Ohne Belastung stehen am Ladekondensator etwa 35 V.

Der Trafo muß für einen Strom von

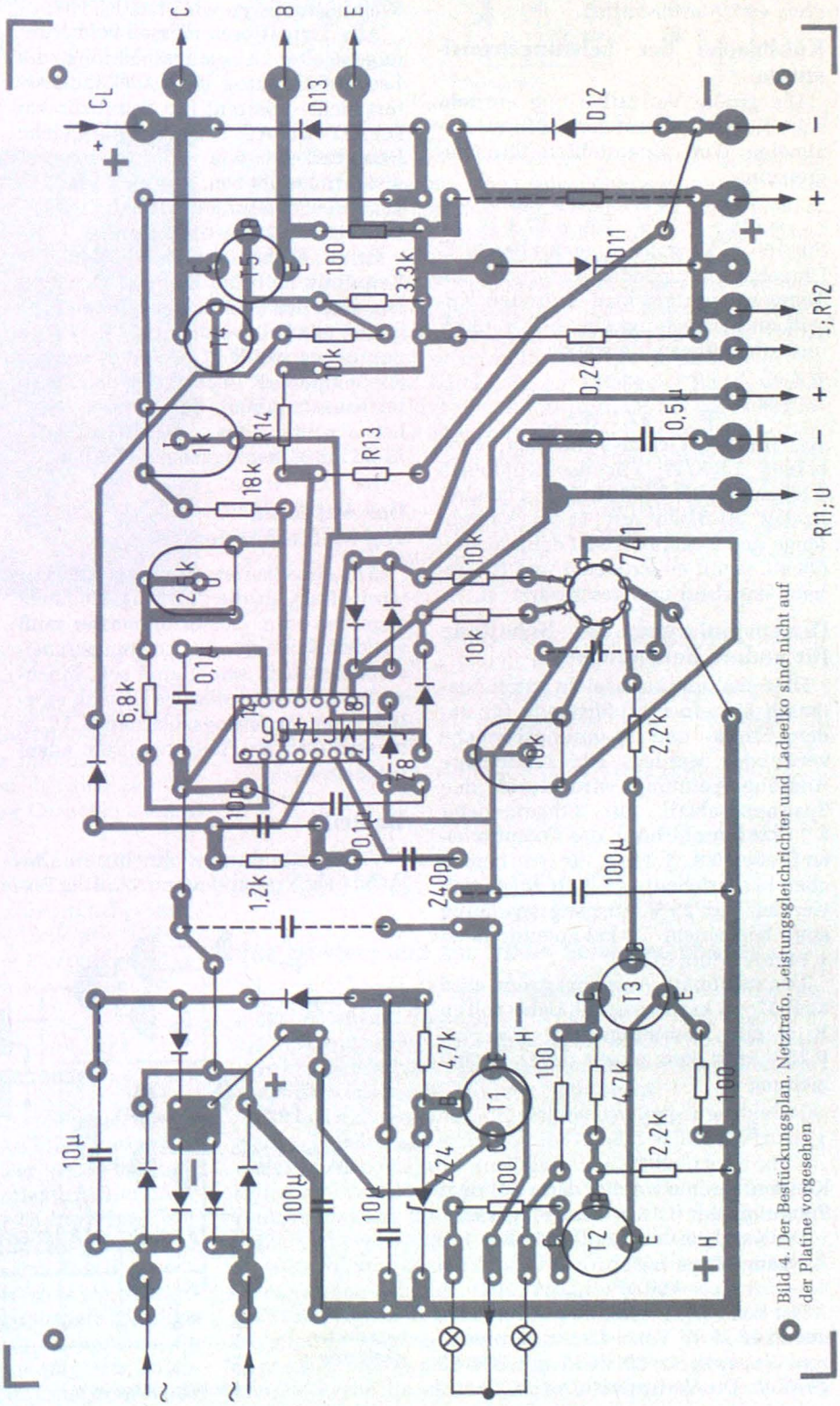


Bild 4. Der Bestückungsplan. Netztrafo, Leistungsgleichrichter und Ladeelko sind nicht auf der Platine vorgesehen

$$I_{Tr} = 1{,}5 \cdot I_{=}$$
$$= 1{,}5 \cdot 1\ A = 1{,}5\ A$$
dimensioniert werden.

Bei einer Stromdichte von 3 A/mm² ergibt sich ein Drahtdurchmesser von 0,8 mm für die Sekundärwicklung. Die Hilfswicklung muß ca. 25 V abgeben und mit 100 mA belastbar sein.

Die Typenleistung für den Trafo ist:
$$P_{Tr} = U_{Tr} \cdot I_{Tr}$$
$$= 25\ V \cdot 1{,}5\ A = 37{,}5\ VA$$
Zusammen mit der Hilfswicklung sind etwa 40 VA erforderlich.

Kühlbleche der Leistungstransistoren

Die größte Verlustleistung entsteht beim Kurzschluß mit der auf ihren maximalen Wert eingestellten Strombegrenzung.
$$P_{max} = (U_{=} + \Delta U_T) \cdot I_{=}$$
$$= (25 + 2{,}1)\ V \cdot 1\ A = 27{,}1\ W$$
Für 160 °C Kristalltemperatur bei 30 °C Umgebungstemperatur ergibt sich ein Temperaturunterschied zwischen Kristall und Umgebung von $\Delta T = 130$ K und ein Wärmewiderstand:
$$R_{Th} = \frac{\Delta T}{P} = \frac{130\ K}{27.1\ W} = 4{,}8\ K/W$$
Auf ein TO-3-Gehäuse entfallen davon bereits 1,5 K/W. Für das Kühlblech bleiben also 3,3 K/W übrig. Ein quadratisches Al-Blech mit 14 cm Kantenlänge und 2 mm Dicke ist dafür ausreichend, wenn es senkrecht und freistehend angebaut und geschwärzt ist.

Dimensionierung der Schaltung für andere Belastungen

Die Schaltung kann leicht durch Austausch einzelner Widerstände für andere Strom- und Spannungsbereiche verwendet werden. Die erreichbare Ausgangsspannung wird durch den Spannungsabfall am Potentiometer R 11 bestimmt. Durch das Potentiometer fließen 0,8...1,2 mA, die (wie bereits oben beschrieben) mit R 16 eingestellt werden. Für 25 V Ausgangsspannung sind bei einem 22-kΩ-Potentiometer 1,14 mA erforderlich.

Der maximale Ausgangsstrom wird an R 17 = 1 kΩ eingestellt. Dabei soll an R 15 ein Spannungsabfall von ca. 0,25 V entstehen; es gilt daher die Beziehung
$$R\ 15 = \frac{0{,}25\ V}{I_{max}}.$$
Kleinere Ströme werden dann mit dem Potentiometer R 12 = 1 kΩ eingestellt.

Der Kondensator C_o soll 100 µF je 1 A Ausgangsstrom haben.
$$C_o = 100\ \mu F \cdot I_{max}/A$$
Der Leistungstransistor T 6 muß hier maximal 27 W Verlustleistung umsetzen. Es wird ein 2N 3055 mit B ≧ 40 gewählt. Die Verlustleistung im Transistor T 5 ist um die Stromverstärkung des Leistungstransistors geringer. Sie beträgt etwa 0,75 W. Es genügt z. B. der 2N 1613 oder 2N 2219 mit einem kleinen Kühlstern. Bei Sonderangeboten des 2N 3055 ist die Stromverstärkung oft kleiner und damit die Verlustleistung des Treibertransistors entsprechend größer! Mit den angenommenen Werten ist der maximal zulässige Ausgangsstrom der IS MC 1466 bereits unterschritten. Für T 4 eignet sich ein Kleinleistungstyp wie etwa BC 107.

Alle Transistoren müssen bei heruntergeregelter Ausgangsspannung die Leerlaufspannung des Ladekondensators sicher sperren! Die Schutzdioden D 11, D 12 und D 13 müssen die gleiche Belastbarkeit wie der Leistungsgleichrichter haben. Für 25 V und 1 A kann die Schaltung vollständig mit der Diode 1N 4001 bestückt werden.

Beim Einbau einer rückläufigen Kennlinie muß die Diode D 11 entfallen, weil der Spannungsabfall an R 15 größer gewählt werden muß. R 13 muß zusammen mit R 11 verändert werden (Doppelpoti). R 14 bestimmt den Strom im Kurzschlußfall. Für weitere Angaben sollte das Datenblatt der IS MC 1466 herangezogen werden.

Der Anschluß von Meßinstrumenten

Ein eingebauter Spannungsmesser wird direkt an die Ausgangsklemmen angeschlossen. Der Strommesser muß vor dem Kollektor des Leistungstransistors eingebaut sein, damit sein Innenwiderstand nicht stört. Es ist auch möglich, den Spannungsabfall an R 15 zu messen und als Ausgangsstrom anzuzeigen.

Bauteile

Viele Teile dürften ohnehin in „Bastelkisten" vorhanden sein. Auf der Platine können stehende oder liegende Potentiometer eingelötet werden.

Die Platine

Bild 3 zeigt die Platine des Mustergeräts, *Bild 4* den zugehörigen Bestückungsplan. Die Löcher für die IS und Transistoren werden 0,8 mm groß gebohrt, Widerstände und Kondensatoren erfordern 1 mm und Potis 1,2...1,5 mm. ■

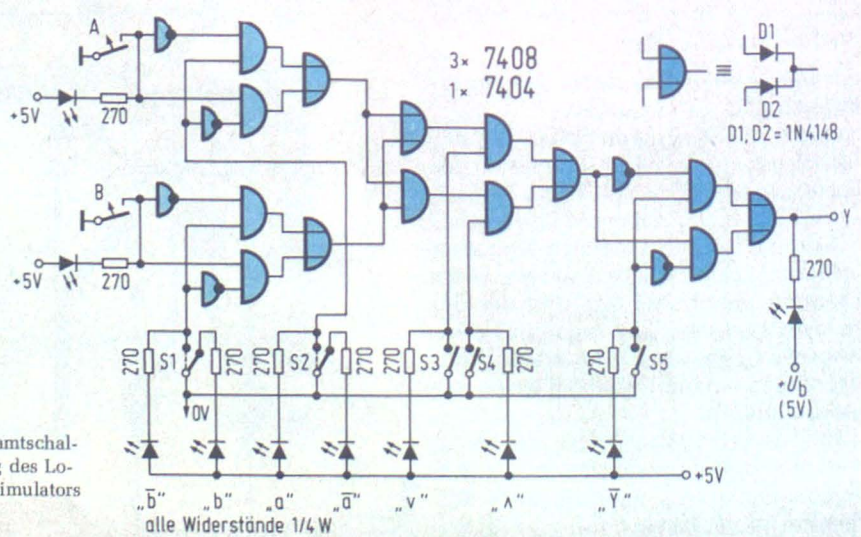
Logiksimulator

Wer sich mit Digitalelektronik beschäftigt, steht oft vor dem Problem, eine mit Hilfe der Boole'schen Algebra konzipierte Schaltung auf ihre Funktionstüchtigkeit zu überprüfen. Das hier beschriebene Gerät gestattet die Simulation aller logischen Funktionen mit zwei Eingangs- und einer Ausgangsvariablen.

Die Schaltung besteht aus vier Grundbausteinen: aus drei steuerbaren Invertierungsstufen, einem elektronischen Schalter, einer zentralen Logikeinheit (bestehend aus einem UND- und einem ODER-Gatter, von denen alle anderen Verknüpfungen durch Invertierung abgeleitet werden) und schließlich einer LED-Anzeige, die neben dem Ausgangszustand auch das von den Schaltern eingegebene „Programm" darstellt (*Bild*).

Die beiden Eingangsvariablen werden im Mustergerät mit zwei Drucktasten eingegeben; auch sie werden mit LED angezeigt. Um Strom zu sparen, wurden die ODER-Gatter mit Dioden realisiert; Inverter und UND-Gatter dagegen in der TTL-Technologie (7404 bzw. 7408). Zur Stromversorgung dient ein kleines externes 5-V-Netzteil, das mit nur etwa 0,2 A belastet wird.

Thomas Schreiner



Gesamtschaltung des Logiksimulators

Herwig Feichtinger

Eines der größten Probleme beim Selbstbau eines UKW-Empfängers ist zweifellos die Anfertigung einer Skalenmechanik und einer genauen Skala. Die hier vorgestellte Baugruppe umgeht diese Schwierigkeiten durch Verwendung eines digitalen Frequenzzählers, der den Oszillator-Frequenzversatz von 10,7 MHz berücksichtigt.

Digitale Frequenzanzeige für UKW-Empfänger

Der Frequenzversatz von 10,7 MHz

Der Oszillator des UKW-Empfängers schwingt um den Betrag der Zwischenfrequenz (10,7 MHz) höher als die eingestellte Empfangsfrequenz. Das bedeutet, daß vom Ergebnis der Frequenzzählung 10,7 MHz subtrahiert werden müssen, um die tatsächlich eingestellte Frequenz zu erhalten. Die bekannteste Möglichkeit zur Lösung dieses Problems ist die Verwendung eines programmierbaren Zählers, der zu Beginn jeder Meßperiode nicht auf Null, sondern auf das Komplement der Zwischenfrequenz rückgestellt wird. Diese Methode hat allerdings den Nachteil, daß viele Zähler-IS dafür nicht geeignet sind, weil sie keine Programmier-Eingänge besitzen.

Die hier beschriebene Schaltung (*Bild 1*) kommt dagegen mit einer normalen Frequenzzähler-IS aus, die allerdings in der Lage sein muß, auf- und abwärts zu zählen. Die IS ZN 1040 E von Ferranti erfüllt diese Bedingung; es handelt sich dabei um einen vierstelligen Zähler mit Multiplex-Ausgängen für Siebensegmentanzeigen. Der Frequenzversatz wird folgendermaßen erreicht: Der Zählerbaustein arbeitet zunächst genau 1 ms lang als normaler Frequenzzähler, wobei die vom Vorteiler kommenden Impulse addiert werden. Dann wird auf Abwärtszählen geschaltet und eine dem Wert der Zwischenfrequenz entsprechende Impulsanzahl von dem Meßergebnis subtrahiert.

Wenn beispielsweise die eingestellte Empfangsfrequenz 95 MHz ist, schwingt der Empfängeroszillator auf 105,7 MHz. Nach dem 100:1-Vorteiler sind also noch 1,057 MHz vorhanden. Innerhalb der Torzeit von 1 ms gelangen in diesem Fall daher 1057 Impulse zum Eingang der Zähler-IS, die dann auf Abwärtszählen geschaltet wird und aus dem Steuerteil noch genau 107 Impulse erhält. Der endgültige Zählerstand ist dann 950, was durch ein fest verdrahtetes Komma als 95,0 MHz interpretiert wird.

Die Schaltung

Um die Gefährlichkeit des Umganges mit MOS- oder CMOS-„Harakiri"-IS zu umgehen, arbeitet die Schaltung ausschließlich mit bipolaren Halbleitern. Als Vorverstärker für das aus dem Empfängeroszillator kommende Signal (98,2...118,7 MHz, ca. 20 mV) dient ein Transistor 2N918, dessen Arbeitspunkt durch einen zusätzlichen PNP-Transistor stabilisiert wird. Ein weiterer Transistor bringt die Ausgangsspannung des nachfolgenden ECL-Vorteilers (SP 8505) auf TTL-Pegel, um einen TTL-10:1-Teiler anzusteuern. Das insgesamt also durch 100 vorgeteilte Signal gelangt schließlich über eine aus NAND-Gattern aufgebaute Torschaltung auf den Zählerbaustein ZN 1040 E.

Die Zeitbasis ist ein aus zwei Invertern aufgebauter 1-MHz-Quarzoszillator; ein dritter Inverter dient als Trennstufe. Die Ausgangsfrequenz wird durch 2000 geteilt, um eine Torzeit von 1 ms zu erhalten. Dieser Teiler steuert auch den Aufwärts/Abwärts-Eingang des ZN 1040 E. Gleichzeitig werden aus der Zeitbasis die vorprogrammierten 107 Impulse abgeleitet, die zur Subtraktion der Zwischenfrequenz erforderlich sind. Zur Erzeugung der Rücksetz- und Speicherübernahme-Impulse enthält

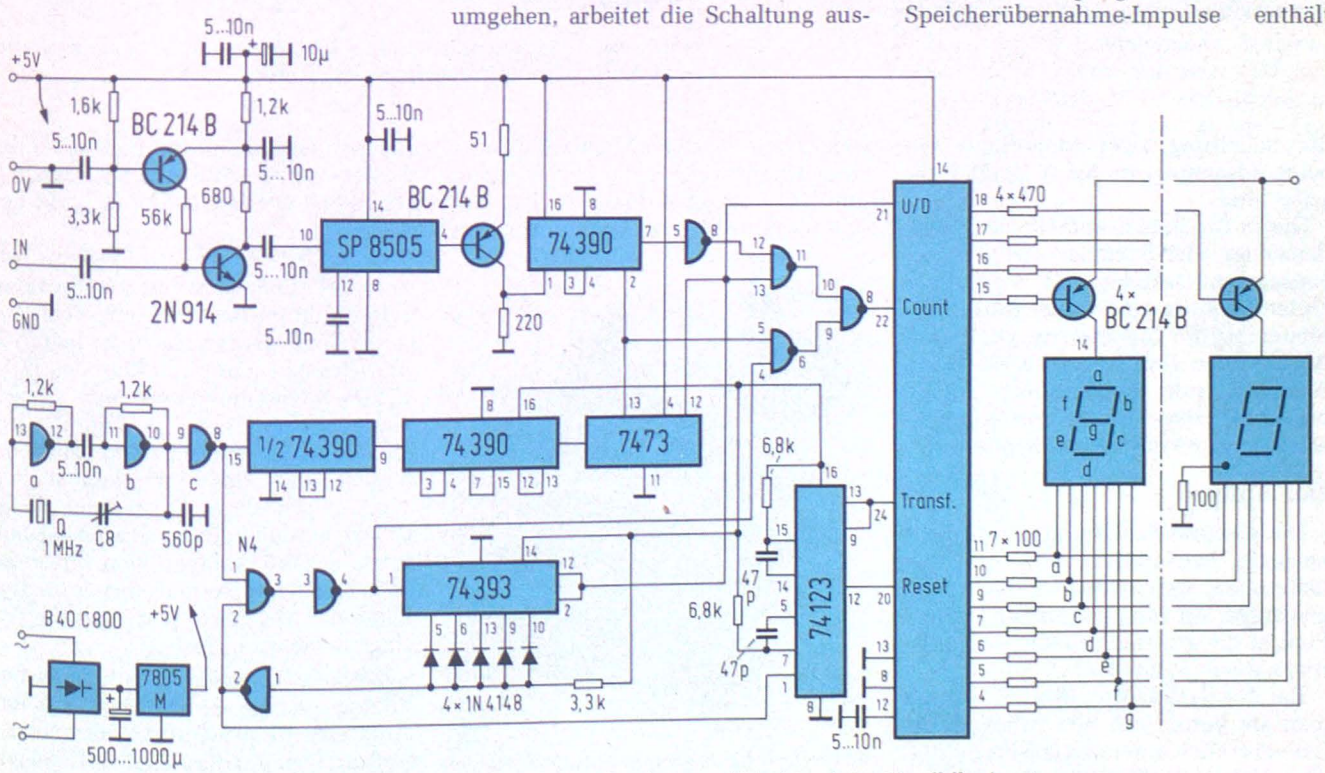


Bild 1. Die Gesamtschaltung des Zählers. Der Aufwand ist dank der Verwendung von höherintegrierten IS auffallend gering

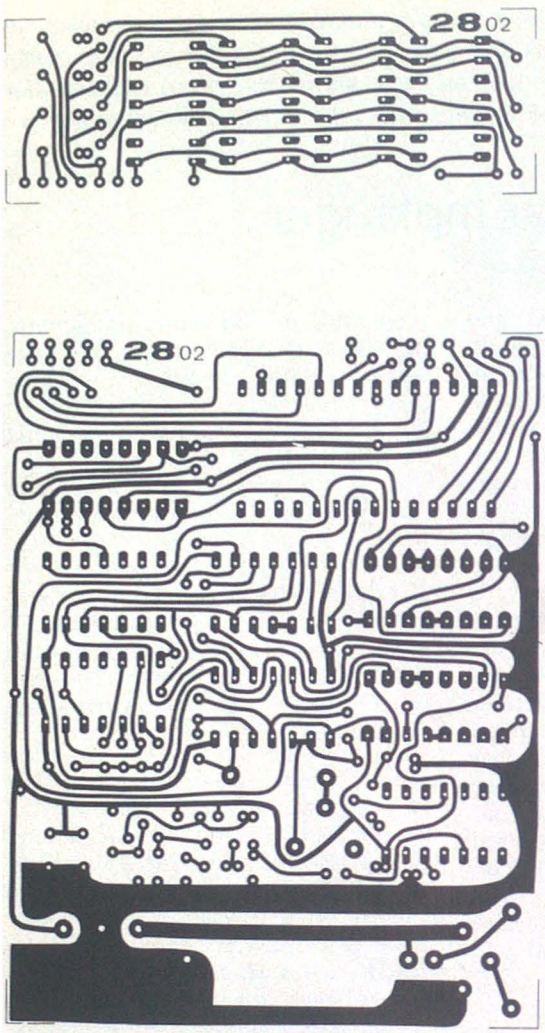


Bild 2. Die beiden Platinen (die größere Haupt- und die kleine Anzeigenplatine) werden später senkrecht aufeinander gelötet

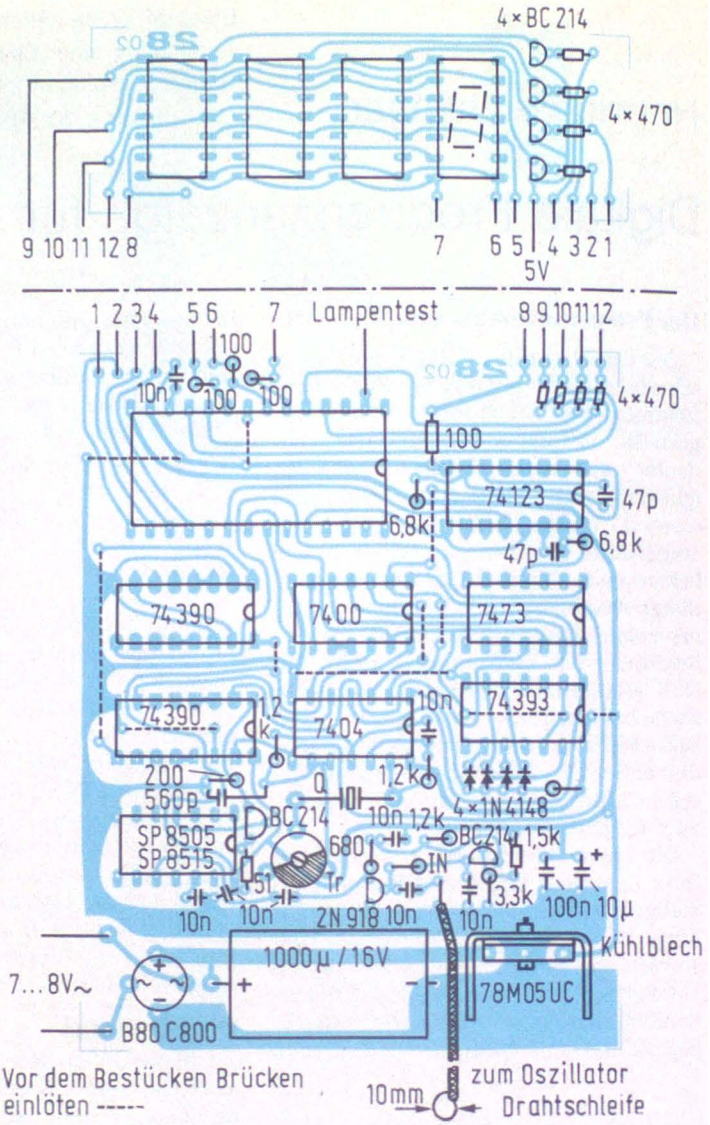


Bild 3. Bei der Bestückung sollte man mit den Brücken beginnen. Die IS SP 8505 muß direkt (also ohne Fassung) eingelötet werden

die Schaltung zwei Monoflops, die beide zusammen in der IS 74123 integriert sind.

Die IS ZN 1040 E enthält vier Dekadenzähler, vier Speicher und vier Siebensegment-Dekoder mit Vornullen-Unterdrückung sowie eine Multiplex-Steuerung mit integriertem Oszillator. Als Anzeige sind praktisch alle LED-Anzeigen mit gemeinsamer Anode brauchbar; dabei sollte der Segmentstrom etwa 80 mA nicht übersteigen.

Der Aufbau

Die gesamte Schaltung ist auf einer einseitig kupferkaschierten, geätzten Leiterplatte untergebracht; die Anzeigen sitzen auf einer getrennten kleinen Platine, die senkrecht auf die Hauptplatine aufgelötet ist (*Bild 2*).

Bei der Bestückung (*Bild 3*) beginnt man am besten mit den Brücken, die teilweise auch unter den erst am Schluß einzulötenden IS sitzen. Den Hf-Vorverstärkertransistor 2N918 sollte man recht kurzbeinig auf die Platte setzen, um die störende Induktivität der Anschlußdrähte klein zu halten. Aus dem gleichen Grund soll zumindest für die Vorteiler-IS SP 8505 keine Fassung verwendet werden. *Bild 4* zeigt die fertige Platine.

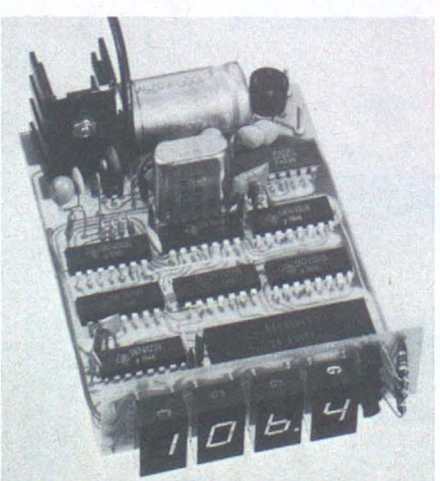


Bild 4. Die fertige Baugruppe. Links hinten ist der Kühlkörper für den 5-V-Regler zu erkennen

Wenn die Platine fertig bestückt ist, kann auf einfache Weise die einwandfreie Funktion des Frequenz-Versatzes kontrolliert werden. Dazu ist lediglich eine Brücke vom Kollektor des ECL-TTL-Pegelwandler-Transistors nach Masse erforderlich (s. Bild 1). Die LED-Displays müssen dann 989,3 anzeigen, also das Komplement von 010,7. Nach dem Auftrennen dieser Brücke wird lediglich das Eingangsrauschen gezählt, solange kein Eingangssignal anliegt; wegen der schnellen Folge der Meßwerte (2 ms) ist die Anzeige dabei nicht lesbar.

Zur Ankopplung des Empfänger-Oszillators genügt es, um die Oszillatorspule eine Drahtwindung herumzulegen und über ein dünnes Koaxkabel mit dem Zählereingang zu verbinden. Eine

zu enge Kopplung kann zu einer Verschlechterung der Frequenzstabilität des Empfängers führen, bei zu loser Kopplung ist die Anzeige besonders in der letzten Stelle instabil, weil der Eingangspegel nicht ausreicht; es ist aber relativ unkritisch, zwischen diesen beiden Extrema einen geeigneten Kompromiß zu finden.

Wenn der Frequenzzähler zusammen mit dem UKW-Tuner in ein Gehäuse eingebaut wird, ist darauf zu achten, daß nicht die Oberwellen der Zeitbasis oder des Vorteilers in den Empfänger gelangen. Die Verwendung eines abschirmenden Trennbleches ist in jedem Fall zu empfehlen; noch sicherer ist es, Tuner und Zähler getrennt in zwei kleine Abschirmkästchen zu setzen, um ein störendes Zwitschern beim Empfang schwacher UKW-Sender zu vermeiden.

Der Abgleich der Zeitbasis

Der 1-MHz-Quarz kann mit dem in Serie liegenden Trimmer auf seine Sollfrequenz gezogen werden. Prinzipiell gibt es dafür zwei Möglichkeiten:

Wer einen Frequenzzähler besitzt, kann diesen direkt an den Ausgang des Quarzoszillators anschließen; der Trimmer ist so einzustellen, daß die gemessene Frequenz genau 1,000 000 MHz beträgt. Voraussetzung ist natürlich, daß die Empfänger-Zf *genau* auf 10,7 MHz liegt.

Die zweite Methode läßt eine geringfügige Abweichung der Zf (etwa bis zu ±200 kHz) zu: Der Empfänger wird mit dem Feldstärke- oder Mitteninstrument (soweit vorhanden) oder notfalls gehörmäßig auf einen gut hörbaren UKW-Sender etwa in der Mitte des UKW-Bereichs eingestellt; die tatsächliche Sendefrequenz wird einer Programmzeitschrift entnommen. Jetzt braucht man nur noch den Zeitbasis-Trimmer so einzustellen, daß das Display auch diese Frequenz anzeigt. Auch bei 200 kHz Abweichung der Zf von 10,7 MHz ist der Fehler an den Bereichsgrenzen immer noch weniger als 50 kHz, also geringer als die Auflösung der Anzeige.

Ein Bausatz ist bei der Firma Müela, Paul-Heyse-Str. 25, 8000 München 2, erhältlich.

Literatur

Datenblatt ZN 1040 E. Ferranti Ltd., 1975

Franz Ludwig

Zur Verbesserung des Zündverhaltens der normalen Spulenzündung bei Otto-Motoren sind verschiedene Schaltungen bekanntgeworden (Transistor- oder Thyristor-Zündung). Mit einer digitalen Logik ist es möglich, alle erforderlichen Abläufe exakt und mit günstigstem Wirkungsgrad zu steuern.

Digitalgesteuerte Thyristor-Zündung

Als spürbare Vorteile sind zu nennen: Verbesserung des Kaltstartverhaltens; weitgehende Unempfindlichkeit gegen Feuchtigkeit der Zündkabel und -Kerzen; äußerst seltenes Einstellen des Zündzeitpunktes, da kein Abbrand des Unterbrecherkontaktes stattfindet. Bei stehendem Motor und eingeschalteter Zündung fließt kein Strom über die Zündspule, sie kann also nicht verschmoren. Der Elektrodenabstand der Kerzen ist unkritisch, dadurch ist die Kerzenstandzeit länger. In den meisten Fällen dürfte sich auch ein geringerer Benzinverbrauch einstellen.

Die Schaltung (*Bild 1*) wird durch den vorhandenen Unterbrecher gesteuert, kann aber auch mit einer Lichtschranke oder ähnlichem betrieben werden. Die vorhandene Zündspule wird weiterbenuztzt; dies hat den Vorteil, daß der Einbau dieser Schaltung äußerst einfach zu bewerkstelligen ist, da nur einige Kabel umzustecken sind. Das ist natürlich auch im Falle einer Störung vorteilhaft, da nach kurzer Zeit mit der normalen Zündung weitergefahren werden kann. Die Betriebsspannung der TTL-IS ist durch eine einfache Transistorschaltung (*Bild 2*) stabilisiert. *Bild 3* zeigt einen Adapter für Drehzahlmesser.

Die Thyristor-Zündung hat Ihren Namen davon, daß ein auf eine bestimmte Spannung aufgeladener Kondensator im Zündzeitpunkt durch einen Thyristor über die Zündspule entladen wird. Es entsteht ein von der Kondensator-Ladung abhängiger Energie-Impuls. Die notwendige Spannung von etwa 350 V wird durch einen gesteuerten Spannungswandler mit nachgeschaltetem Gleichrichter erzeugt.

Zur Steuerung des Wandlers und der Logik erzeugt ein Taktgenerator, bestehend aus den Gattern G1 und G2, eine Taktfrequenz von etwa 2,3 kHz. Diese gelangt auf einen Dezimalzähler (IS 2), dessen C-Ausgang nach dem 8. Takt das Flip-Flop 1 zum Kippen bringt. Dadurch werden über den $\overline{Q}$-Ausgang des FF 1 die Gatter G3 und G4 gesperrt, so daß die an FF 2 anstehende Taktfrequenz nicht mehr auf die Treiber-Transistoren T3 und T4 einwirken kann und somit der Wandler – da auch die

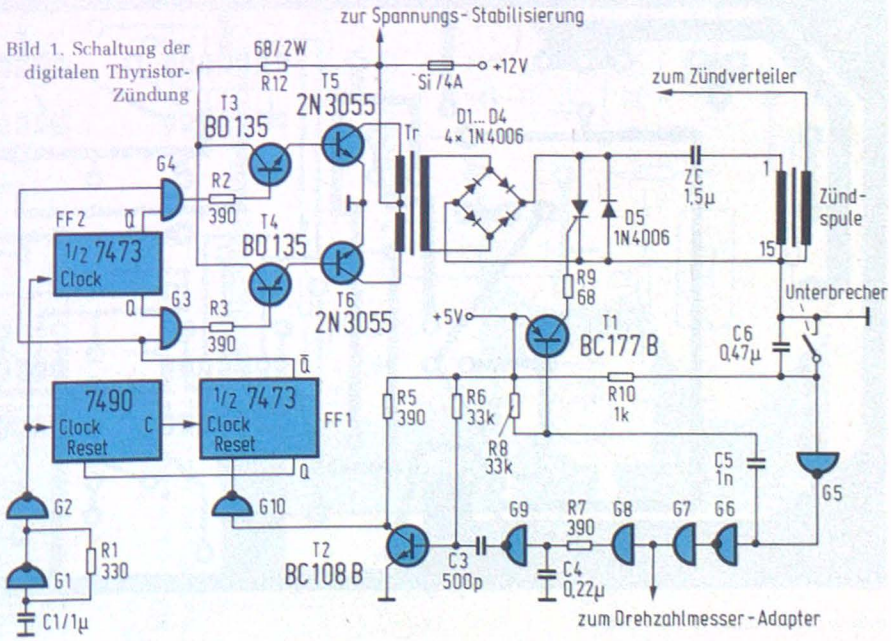
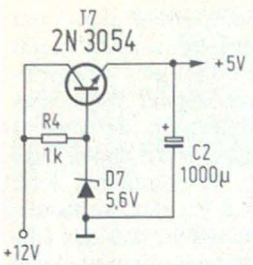


Bild 1. Schaltung der digitalen Thyristor-Zündung



◀ Bild 2. 5-V-Stabilisation zur Versorgung der TTL-IS

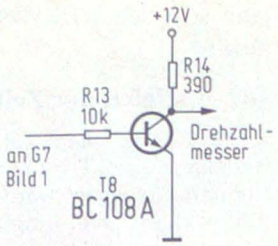


Bild 3. ▶ Mit dieser einfachen Schaltung kann ein üblicher Drehzahlmesser angesteuert werden

Leistungs-Transistoren T5 + T6 stromlos werden – abgeschaltet wird.

Es werden also nur 8 Takte, entsprechend vier vollen Schwingungen, auf die Primärwicklung des Wandler-Transformators durchgelassen. Auf der Sekundärseite wird die erzeugte Spannung durch D1 ... D4 gleichgerichtet und damit der Zündkondensator ZC geladen. Im Zündzeitpunkt, also wenn der Unterbrecherkontakt öffnet, schließt der Thyristor den Kondensator über die Zündspule kurz.

Jeder der geschilderten Vorgänge (Laden und Zünden) benötigt eine bestimmte Zeit, die innerhalb von zwei Zündvorgängen abgelaufen sein muß. Die zur Verfügung stehende Zeit errechnet sich aus der Zündfolgefrequenz und der maximalen Drehzahl:

$$f_{(z)} = \frac{n \cdot z}{60 \cdot z}$$

wobei n = Drehzahl pro Minute und z = Anzahl der Zylinder. Als Beispiel möge ein Motor mit 4 Zylindern und einer max. Drehzahl von 6500 U/min dienen; es ergibt sich

$$f_{(z)} = \frac{6500 \cdot 4}{60 \cdot 2} = 217 \text{ Zündungen/min;}$$

die zwischen zwei Zündvorgängen zur Verfügung stehende Zeit ist dann

$$t_{(ges)} = \frac{1}{f_{(z)}} = \frac{1}{217} = 0{,}00462 \text{ s} = 4{,}62 \text{ ms}$$

Die zur Zündung des Thyristors sowie zum Entladen des Zündkondensators benötigte Zeit wird mit 50 µs als ausreichend angenommen. Frühestens nach Ablauf dieser Zeit darf der Ladevorgang eingeleitet werden. Es ist also notwendig, das vom Unterbrecher kommende Signal um mindestens diese Zeit zu verzögern. Dies geschieht mit dem RC-Glied nach Gatter G8 (390 Ω, 0,22 µF). Mit diesen Werten ergibt sich eine Verzögerungszeit von 63 µs.

Die Ladezeit errechnet sich, da jeweils 8 Impulse zur Wirkung kommen, zu

$$t_{(L)} = \frac{8}{2300 \text{ Hz}} = 3{,}6 \text{ ms}$$

Die Addition dieser von der Drehzahl unabhängigen Zeiten ergibt etwa 3,56 ms. Wie bereits weiter oben errechnet, beträgt die Zeit zwischen zwei Zündvorgängen bei dem angeführten Beispiel 4,62 ms. Es steht also noch eine Zeit von 1.06 ms als Reserve zur Verfügung, so daß mit der in dieser Beschreibung gewählten Auslegung 8400 U/min bei einem 4-Zylinder- und 5600 U/min bei einem 6-Zylinder-Motor gefahren werden können. Wo dies nicht ausreicht, ist durch Erhöhen der Taktfrequenz (Verkleinerung des Kondensators C1) sehr einfach eine Anpassung möglich. Dabei geht der große Vorteil der bei jeder Drehzahl gleichen Zündenergie keineswegs verloren! Die im Zündkondensator gespeicherte Energie errechnet sich bei einer Ladespannung von 350 Volt zu

$$E = \frac{U^2 \cdot C}{2} = \frac{350^2 \cdot 1{,}5 \cdot 10^{-6}}{2} = 0{,}092 \text{ Ws.}$$

Die aufgenommene Leistung ist nur von der Drehzahl abhängig, es besteht also ein linearer Zusammenhang; bei niedriger Drehzahl wird nur wenig Leistung verbraucht. Bei einer Drehzahl von ca. 5000 U/min wurde eine Stromaufnahme von 1,7 Ampere gemessen.

Der Aufbau der Schaltung auf der Platine (*Bilder 4 und 5*) ist unkritisch. Die *Tabelle* nennt die verwendeten Bauelemente. Es ist zu kontrollieren, ob die für die TTL-Logik notwendige Spannung von 5 Volt genau genug vorhanden ist. Falls eine größere Abweichung als ±0,25 Volt vorliegt, wäre die Zener-Diode D7 gegen eine andere (genauere) auszutauschen.

Ebenfalls ist die Ladespannung am Zündkondensator ZC mit einem hochohmigen Instrument zu messen. Diese Spannung kann sich nur bei angeschlossener Zündspule aufbauen. Es sollte hier eine Spannung von mindestens 320 Volt und maximal von 400 Volt anliegen. Eventuell wäre der 2-Watt-Widerstand R12 gegen einen kleineren (bei zu niedriger) oder gegen einen größeren Wert (bei zu hoher Spannung) auszutauschen. Die fünf Transistoren T3...T7 werden auf ein Alu-Blech montiert. Der Zündkondensator

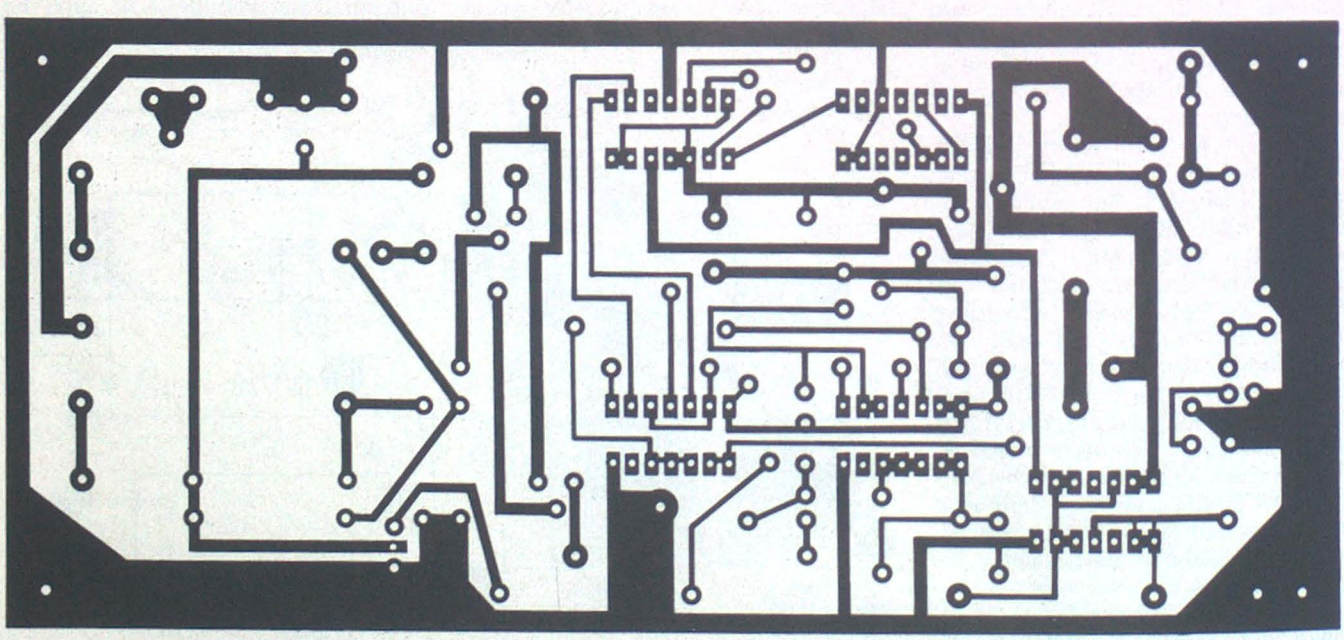


Bild 4. Leiterbahnseite der Platine

ZC wird mit einem Halteblech so am Transformator befestigt, daß er zwischen diesem und dem Kühlblech zu liegen kommt. Alle Transistoren müssen vom Kühlblech isoliert montiert werden!

Lieferquellen für den Wandler-Transformator kann der Autor vermitteln. Für Selbsthersteller gelten folgende Daten: Kern: PM 47; 0,35 Armco-Blech; Spulenkörper: M42; primär 2 x 18 Wdg. 0,38 Cul; sekundär 620 Wdg. 0,15 Cul.

Über den Unterbrecherkontakt fließen etwa 5 mA Strom. (R 10 = 1 kΩ). Mit dieser Dimensionierung wurde aber bisher eine Strecke von mehr als 30 000 km zurückgelegt und es hat sich gezeigt, daß ein Ausfall durch Verschmutzen des Unterbrecherkontaktes nicht auftrat.

Falls ein Drehzahlmesser vorhanden ist, wird dieser an Ausgang 4 der Schaltung angeschlossen, andernfalls können T8, R13 und R14 entfallen. Sollte der Drehzahlmesser an diesen Ausgang nicht ansprechen, so ist dieser über einen 6,8-kΩ-Widerstand direkt mit Klemme 1 der Zündspule zu verbinden.

Bei der Auswahl eines geeigneten Thyristors hat sich gezeigt, daß nur ein schneller Typ gute Ergebnisse bringt. Es wurde daher der Valvo-Typ BT 100 A/02 mit einer Zündzeit t_{gt} 1,3 µs gewählt.

Die Platine ist doppelseitig kaschiert. An den Ein- und Ausgängen wurden Flachstecker aufgelötet. Eine Masseleitung mit mindestens 2,5 mm² Querschnitt wird in Nähe der Thyristor-Kathode mit der Masse der Platine verlötet

Stückliste

Widerstände	
R1	330 Ω
R2,R3,R5, R7,314	390 Ω
R4,R10	1 k Ω
R6,R8	33 kΩ
R9	68 Ω
R 10	1 kΩ
R12	68 Ω 2 W, alle anderen Werte je 1/4 W
R13	10 kΩ
Kondensatoren	
C1	1 µF/10 V Kunstfolien oder Tantal
C2	1000 µF/16 V Elko
C3	500 pF
C4	0,22 µF
C5	1 nF
C6	0,42 µF
ZC = Zündkondensator = Bosch MP 1,5 µF/400 V =	
Dioden	
D1...D5	1 N 4006
D7	Z-Diode ZPD 5,6
Thyristor	BT 100 A/02 (Valvo)
Transistoren	
T3,T4	BD 135 oder Vergleichs-Typ
T1	BC 177 C
T2	BC 108 B
T5,T6	2 N 3055
T7	2 N 3054
T8	BC 108 A
Digital-IS	
1 Stück SN 7408	1 Stück SN 7473
1 Stück SN 7413	1 Stück SN 7490
1 Stück SN 74132	

Ferner: 2 Sicherungs-Halter, 1 4-A-Sicherung, 1 Wandler-Transformator (siehe Text), Kühlblech nach Bild 4, einige M-3-Schrauben und Abstandrollen.

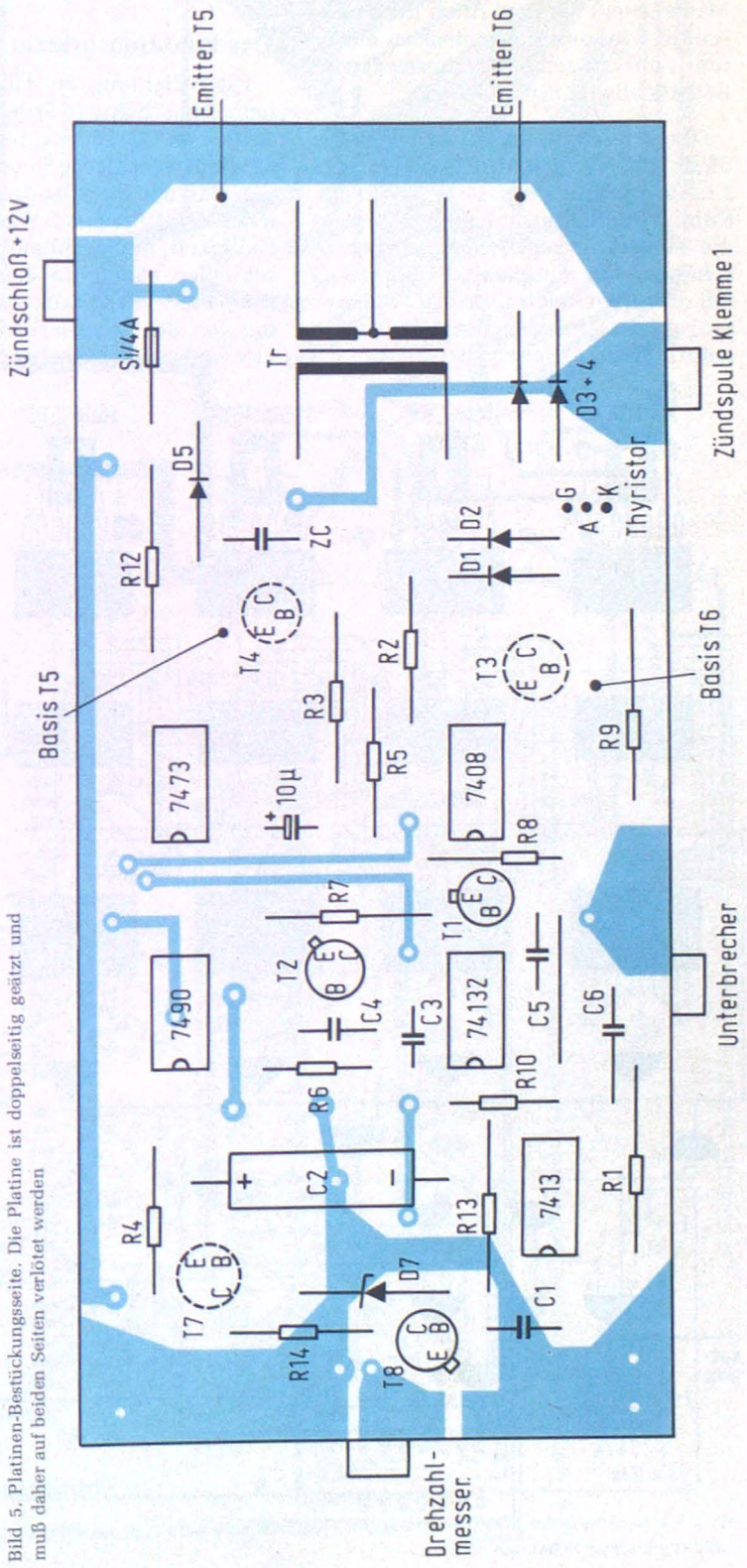


Bild 5. Platinen-Bestückungsseite. Die Platine ist doppelseitig geätzt und muß daher auf beiden Seiten verlötet werden

und mit dem Pkw-Chassis an geeigneter Stelle so verschraubt, daß eine sichere Verbindung gewährleistet ist.

Zu beachten wäre noch, daß an keinen Ein- oder Ausgang der Schaltung (außer Eingang 1) die Batteriespannung angelegt werden darf. Die Schaltung könnte dadurch zerstört werden!

Klemme 15 der Zündspule muß an Masse gelegt werden. Auch dieser Anschluß wird am besten steckbar ausgeführt, um ein schnelles Umstecken im Bedarfsfalle zu ermöglichen.

Das fertige Gerät wird an geeigneter Stelle mit einem Abstand von etwa 1 cm mit dem Pkw-Chassis verschraubt. Kühlluft sollte Zutritt haben, jedoch ist die Schaltung gegen Spritzwasser zu schützen. Der Autor hat die Schaltung mit transparentem Kunstharz vergossen; ein passendes, dichtes Gehäuse tut natürlich die gleichen Dienste.

Max Pfister

Dunkelkammeruhr mit Digitalanzeige

Die hier beschriebene Dunkelkammeruhr besitzt im Gegensatz zu den meisten Belichtungsuhren eine digitale Anzeige, die die eingestellte Belichtungszeit angibt. Dank einer Auflösung bis zu 1/100 s lassen sich Belichtungs- oder Entwicklungszeiten genau einhalten.

Das Funktionsprinzip

Die Belichtungszeit läßt sich mit einem Drehschalter (S 5) dekadisch auf 1, 1/10 oder 1/100 Sekunde einstellen. Möglich ist auch die Steuerung über einen externen Eingang, an den man z.B. einen Licht/Frequenz-Wandler, der die Helligkeit der Lichtquelle mißt, anschließen kann. Auf diese Weise hat man eine Belichtungszeit-Steuerung, die von der Lichtstärke abhängig ist; vier weitere Drehschalter S1...4, jeweils unter der entsprechenden 7-Segmentanzeige, dienen zur Einstellung des genauen Zeitwertes. Beim Betätigen der Starttaste geht die Anzeige auf Null, und das Zählen beginnt mit der eingestellten Frequenz (Drehschalter S 5), bis der Zähler den Wert wieder erreicht hat.

Ein Optokoppler mit einer Triac-Steuerung sorgt für das Ein- und Ausschalten der Belichtungslampe. Mit der Stop-Taste kann man den Zähler während der Belichtung wieder auf die eingestellte Zeit setzen, wodurch die Belichtung abgebrochen wird. Die Bildgröße läßt sich mit der Dauerlicht-Taste einstellen. Dabei kann man mit einem Fotometer auch die notwendige Belichtungszeit messen. Die Stop-Taste schaltet die Lampe wieder aus.

Als Quarzzeitbasis dient die in der FUNKSCHAU 1973, S. 482 erschienene Schaltung.

Die Betriebsspannung wird mit einem LM 309K stabilisiert. Auf der Netzteilplatine wurde noch der Optokoppler, der Triac für die Lampensteuerung und ein Relais für einen Summer untergebracht. Der Summer signalisiert das Ende der Entwicklungszeit.

Die Schaltung

Die Schaltung der Ablaufsteuerung zeigt *Bild 1*. Schaltet man den „Digitimer" ein, so zählt er mit einer Frequenz von 1 MHz bis zum eingestellten Wert. Das geschieht dadurch, daß beim Erreichen dieses Wertes eine Torschaltung den Takt für die Zählerkette sperrt. Stellt man die Drehschalter auf einen anderen Wert, so zählt der Timer nach. Man kann den eingestellten Wert somit ständig an den 7-Segment-Anzeigen ablesen.

Drückt man dann die Starttaste, so wird der Reseteingang der 7490 gesetzt. Der Zähler bekommt nun das Eingangssignal und zählt solange, bis die eingestellte Zeit erreicht ist. Der Optokoppler schaltet dann den Triac, der die Belichtungslampe steuert.

Will man den Zählvorgang unterbrechen, drückt man die Stop-Taste, die das 1-MHz-Signal wieder zum Zähler durchläßt, womit man sofort wieder den eingestellten Wert hat.

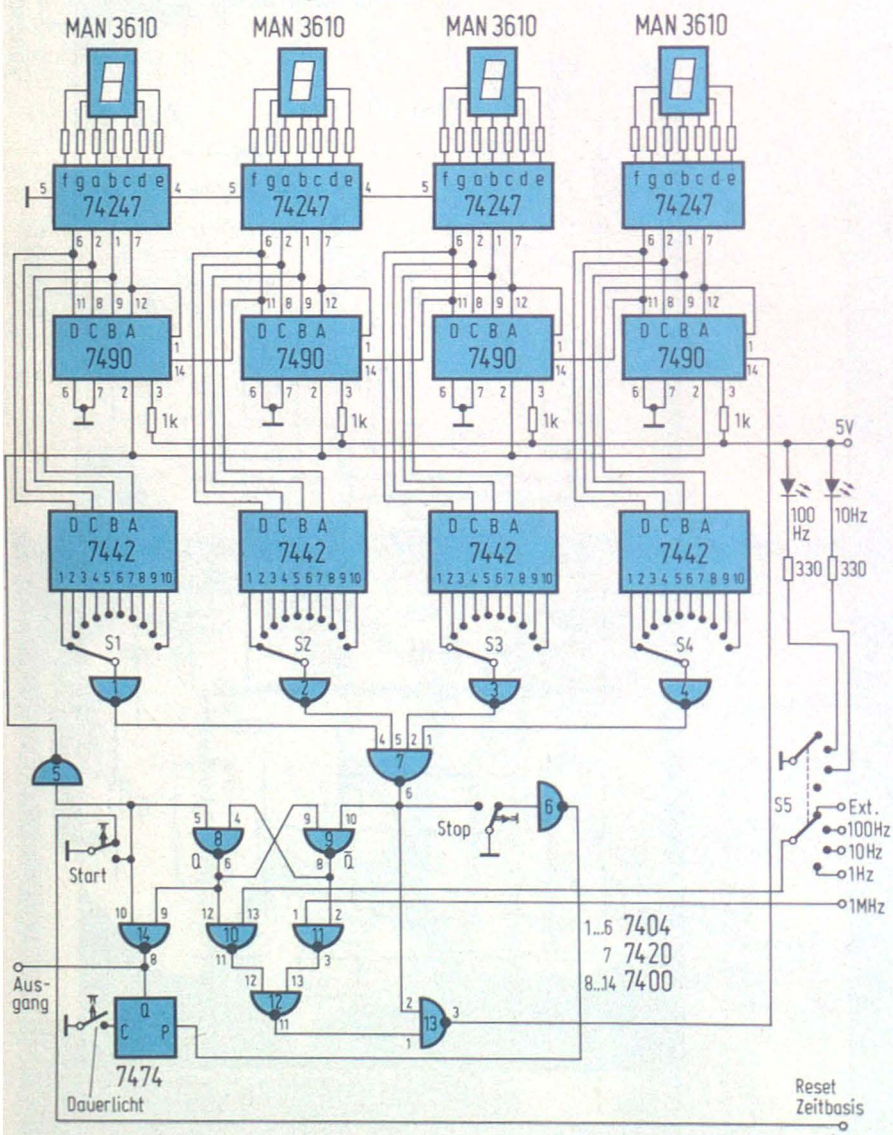


Bild 1. Die Schaltung der Ablaufsteuerung. Als Quarzzeitbasis kann z. B. die in der FUNKSCHAU 1973, S. 482 erschienene Schaltung dienen

Der Ausgang „Reset Zeitbasis" setzt beim Drücken der Starttaste die Quarzzeitbasis auf Null, somit hat man sets einen exakten Zählbeginn.

Mit dem Drehschalter S 5 wird beim 10-Hz- und 100-Hz-Eingang der entsprechende Dezimalpunkt eingeschaltet. Wegen den relativ großen Abständen auf der Platine zwischen den Siebensegmentanzeigen wurde für den Dezimalpunkt je eine Leuchtdiode gewählt, die zwischen den Ziffern steht.

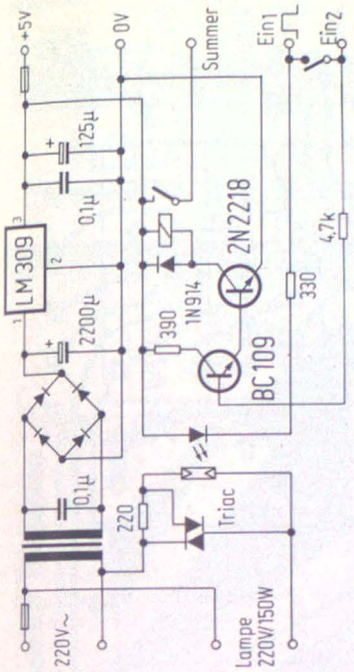
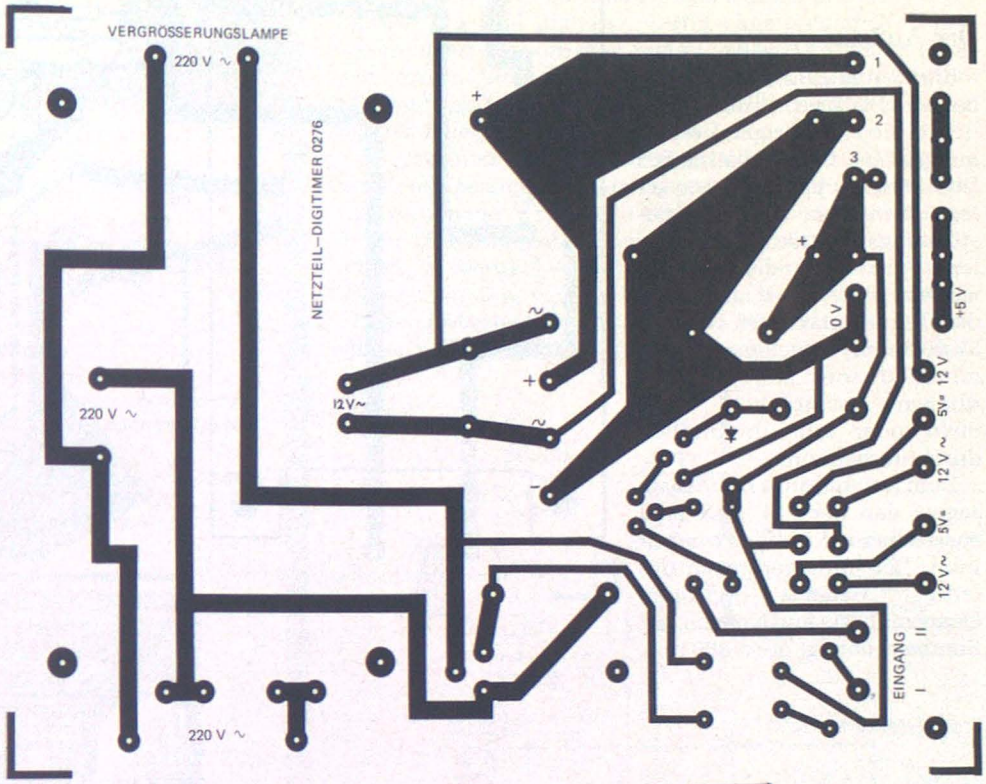


Bild 2. ▲ Netzteil und Lampensteuerung. Den Optokoppler kann man sich auch selbst aus einer Leuchtdiode und einem Fotowiderstand bauen



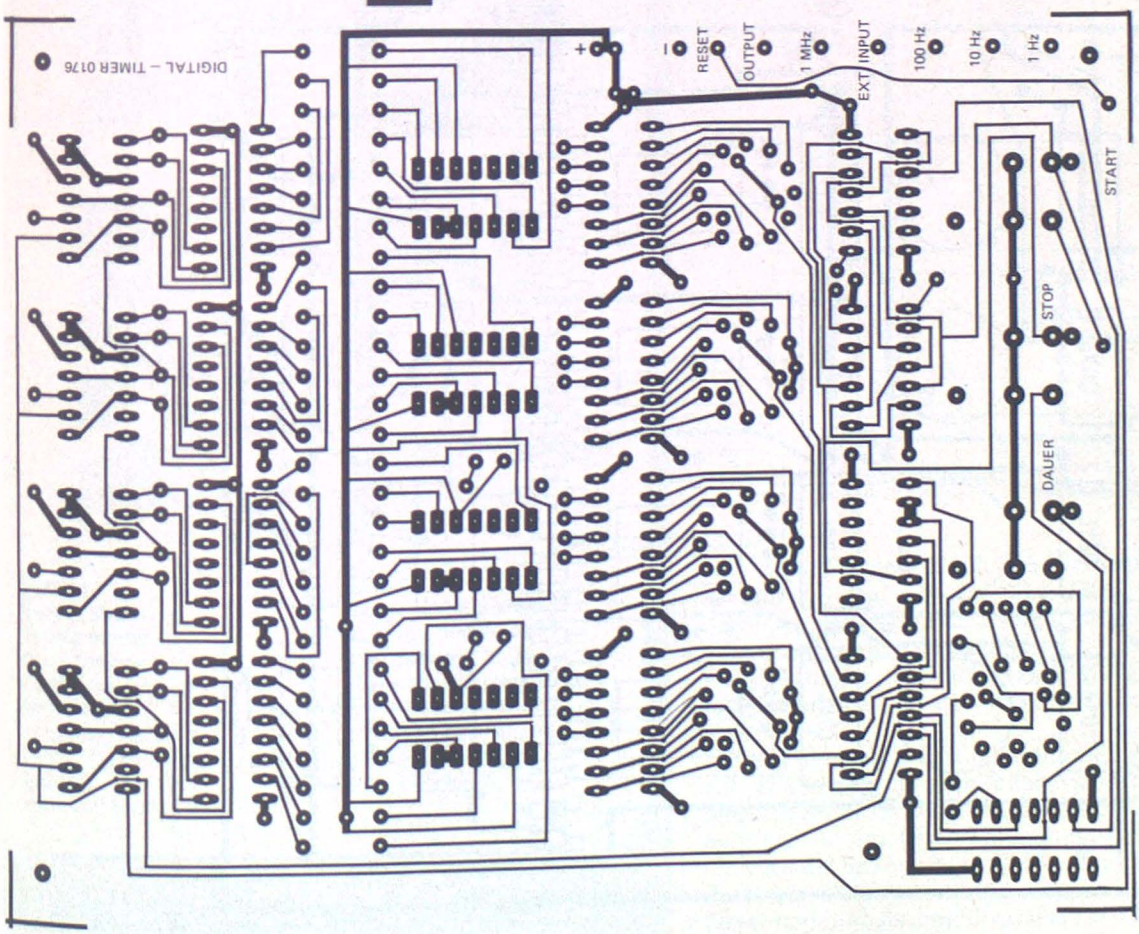


Bild 3. Lötseite der Ablaufsteuerung. Die Leiterbahnen auf der Bestückungsseite sind aus Bild 5 ersichtlich

Bild 4. ▲ Die Platine für Netzteil und Lampensteuerung ist nur einseitig geätzt

Die Schaltung besitzt eine Vornullen-Unterdrückung, die nur die für die Anzeige relevanten Stellen aufleuchten läßt. *Bild 2* zeigt die Schaltung des Netzteils und der Lampensteuerung.

Der Aufbau

Bild 3 und *Bild 4* zeigen die beiden Platinen, *Bild 5* und *Bild 6* die zugehörigen Bestückungspläne. Da die Platine des Digitimers doppelseitig ausgelegt ist, müssen die auf der Bestückungszeichnung markierten Punkte durchkontaktiert werden. Wichtig ist, daß man das Durchkontaktieren vor dem Einlöten der Bauelemente vornimmt, da sonst einige Verbindungen nachträglich nicht mehr oder nur umständlich durchführbar sind.

Zum Netzteilprint ist noch zu sagen, daß der LM 309k eine ausreichende Kühlfläche haben muß. Der Stromverbrauch des fertigen Gerätes (Digitimer, Quarzzeitbasis und Netzteil mit Summer) beträgt etwa 800 mA.

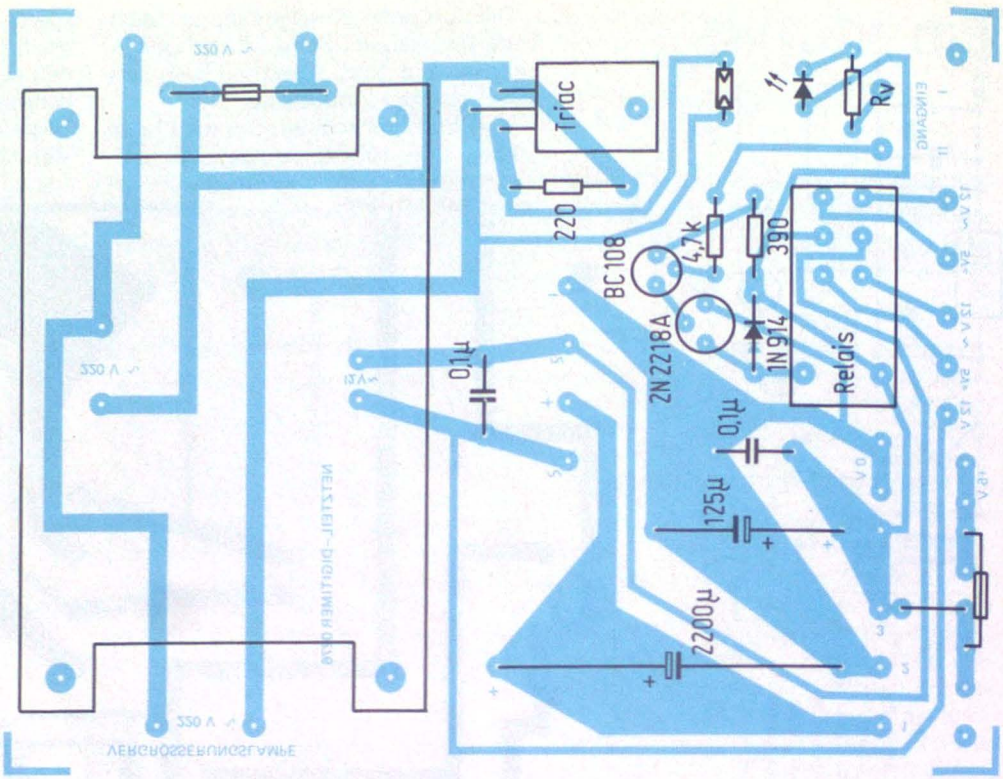


Bild 6. ▲ Bestückung der Netzteilplatine

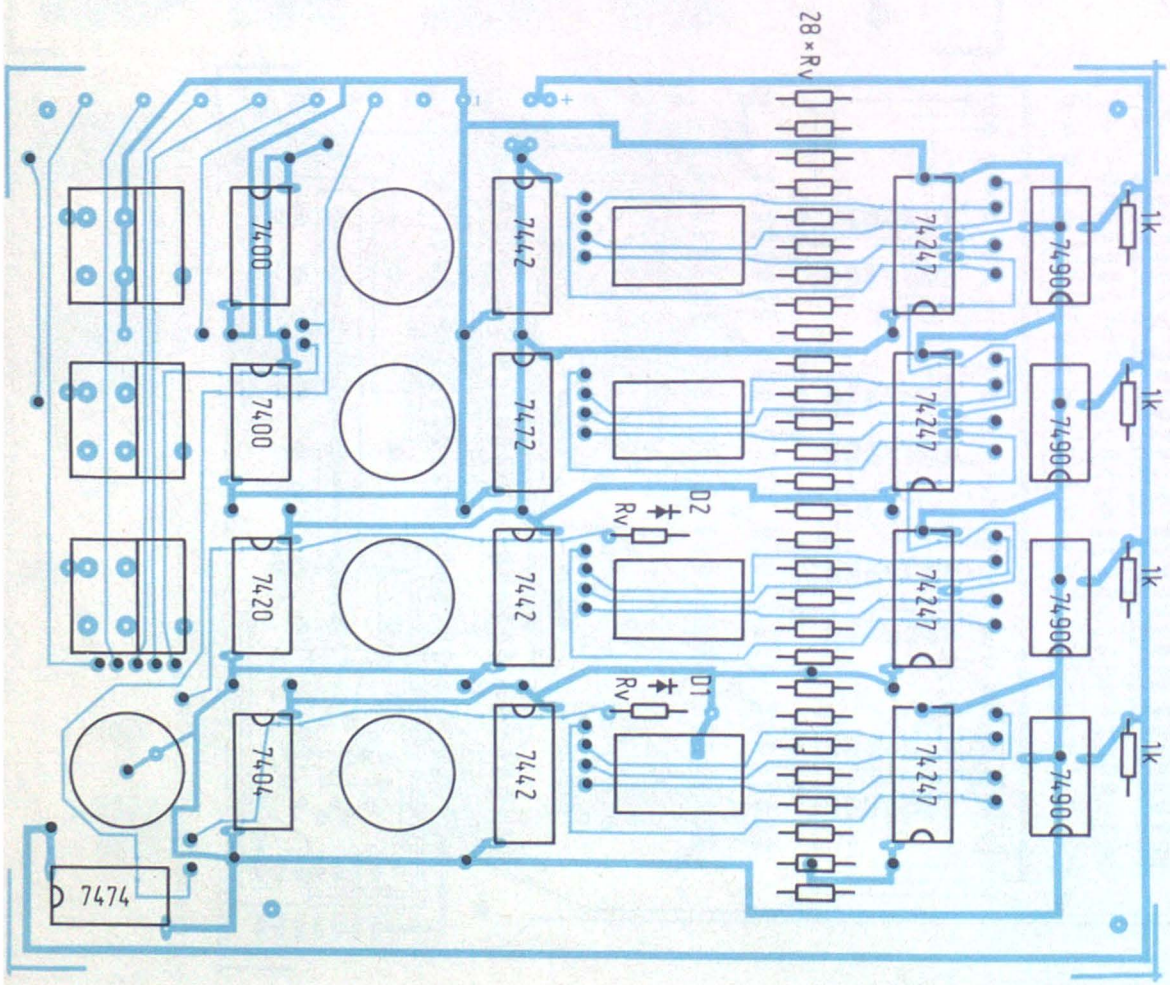


Bild 5. Bestückungsseite der Ablaufsteuerung

Mit wenigen IS läßt sich heute ein hochwertiger Stereoempfänger aufbauen, der auch gehobenen Ansprüchen genügt. Die Verwendung eines vorabgeglichenen, fertig erhältlichen Eingangsteiles (FD 1 A von Valvo) erleichtert den Nachbau wesentlich; trotzdem ist natürlich für ein solches Gerät schon etwas Erfahrung mit Hf-Schaltungen erforderlich. Die Schaltung ist als Anregung gedacht, Platinen stehen deshalb nicht zur Verfügung.

Jürgen Gerl

UKW-Stereo-Empfänger mit FD 1 A

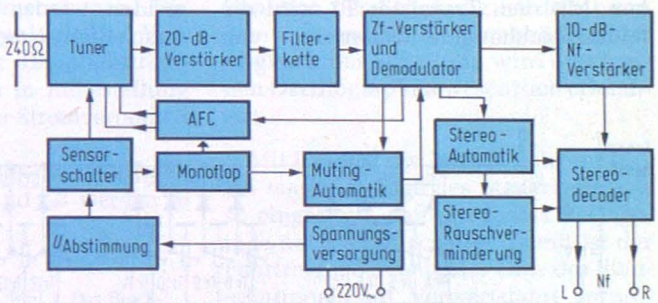
Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Empfängers. Nach dem eigentlichen Tuner folgt ein Zf-Verstärker mit Quadraturdemodulator und Ausgangsverstärker, der einen PLL-Stereodekoder angesteuert. Im Zf-Verstärker wird eine feldstärkeabhängige Spannung gewonnen, die verstärkt wird und einen automatischen Mono-Stereo-Umschalter und die Stummabstimmautomatik steuert. Die AFC-Spannung wird ebenfalls im Zf-Verstärker erzeugt. Es ist notwendig, die AFC beim Umschalten der Empfangskanäle abzuschalten; das Steuersignal dazu liefert ein Monoflop, das von der Sensoreinheit ansteuert wird. Das Monoflop schaltet auch die Stummabstimmung ein.

Die Schaltung

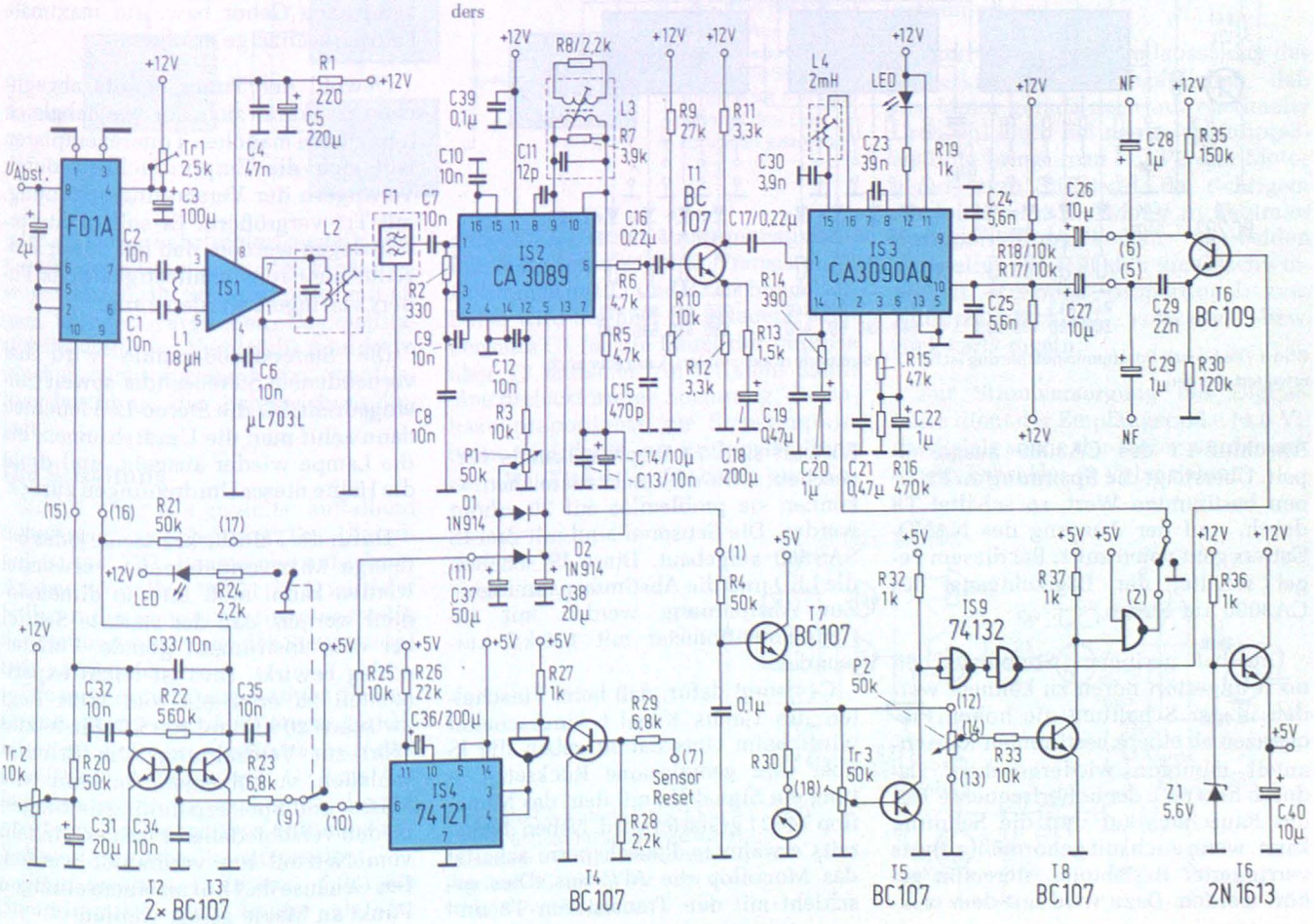
Als Tuner findet ein FD1A von Valvo Verwendung; er ist leicht erhältlich und zudem relativ preiswert. Die nachfolgende Zf-Schaltung zeigt *Bild 2*. Das Zf-Signal des Tuners wird in einer IS µL703 L um etwa 20 dB vorverstärkt, die gleichzeitig die Impedanz an das nachfolgende 10,7-MHz-Filter anpaßt. Dieses Filter besteht aus einem Schwingkreis mit nachgeschaltetem Vierfach-Keramikfilter.

Darauf folgt der eigentliche Zf-Verstärker, der durch eine IS CA3089 reali-

Bild 1. ▶ Blockschaltbild des UKW-Stereo-Empfängers



▼ Bild 2. Schaltung des Zf-Teils und des Stereo-Dekoders



siert ist. Damit wird das Signal um weitere 60 dB verstärkt und begrenzt, bevor es dem integrierten Demodulator zugeführt wird. Zum Abgleich des Demodulators dient ein weiterer Schwingkreis, die Beschaltung der IS entspricht damit weitgehend den Herstellerempfehlungen.

Das Nf-Signal wird in einer Transistorstufe um den Faktor 3 verstärkt, bevor es der Stereodecoder-IS CA3090 zugeführt wird. Dies erwies sich als vorteilhaft, da damit ein größerer Rauschabstand erreicht wird.

Stereoautomatik und Stummabschaltung

Zur Umschaltung eines Stereosignals auf Mono bei zu geringer Empfangsfeldstärke ist eine Automatik vorgesehen. Mit dem Transistor T7 wird die feldstärkeabhängige Spannung von

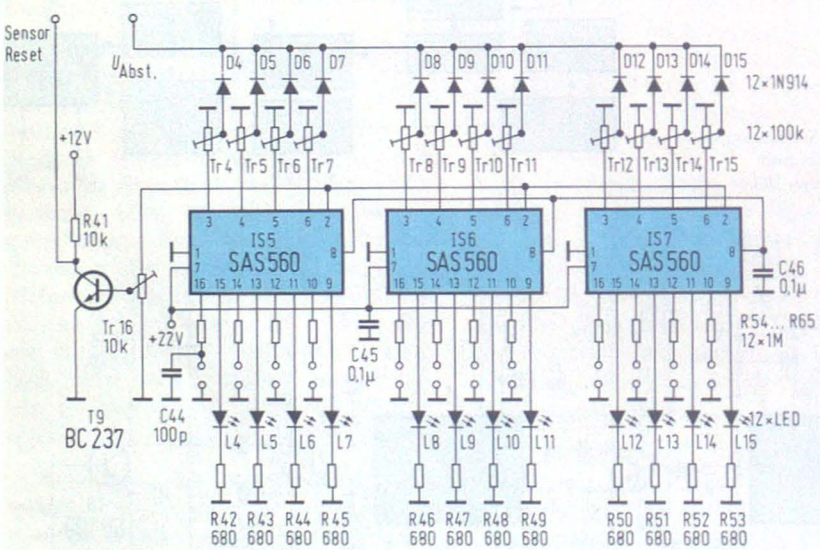


Bild 3. Die Sensor-Programmspeicherung ist für 12 Programme dimensioniert, kann aber noch erweitert werden

Anschluß 13 des CA3089 ausgekoppelt. Übersteigt die Spannung an P2 einen bestimmten Wert, so schaltet T8 durch, und der Ausgang des NAND-Gatters geht von 0 auf 1. Bei diesem Pegel schaltet der Logikeingang des CA3090 auf Stereo.

Um bei geringem Stereorauschen noch ungestört hören zu können, werden in der Schaltung die hohen Frequenzen ab einem bestimmten Rauschanteil monofon wiedergegeben. Dadurch hebt sich der höherfrequente Teil des Rauschens auf und die Sendung kann, wenn auch mit gehörmäßig etwas verringerter Basisbreite, stereofon gehört werden. Dazu wird mit dem elektronischen Schalter T6 ein Kondensator zwischen die beiden Stereokanäle geschaltet, der für hohe Frequenzen einen geringen Durchlaßwiderstand hat.

Die Schaltspannung für die Stummschaltung wird im CA3089 erzeugt. Sie hängt von der Feldstärke ab und wird regelbar mit P1 der eigentlichen Muting-Schaltstufe am Anschluß 5 der IS zugeführt.

Um Störungen beim Umschalten der Empfangskanäle zu vermeiden, erhält diese Schaltstufe über das Monoflop 74121 beim Umschalten ebenfalls ein Signal.

Senderumschaltung und AFC

Um Seilzüge, Skalen und ähnliche mechanische Einrichtungen zu vermeiden, werden alle Sender mit Sensorschaltern eingeschaltet (*Bild 3*). Im Entwurf sind 12 Empfangskanäle vorgesehen; sollte dies nicht ausreichen, so können sie problemlos auf 20 erhöht werden. Die Sensoren sind mit drei IS SAS560 aufgebaut. Diese IS schalten die LED und die Abstimmspannungen. Zur Abstimmung werden mit 10-Gang-Potentiometer mit 100 kΩ verwendet.

C44 sorgt dafür, daß beim Einschalten des Geräts Kanal 1 eingeschaltet wird. Beim Umschalten geben die IS über ihre gemeinsame Rücksetz-Leitung ein Signal ab, mit dem das Monoflop 74121 gestartet wird. Neben der bereits erwähnten Rauschsperre schaltet das Monoflop die AFC aus. Dies geschieht mit den Transistoren T2 und T3, die die AFC-Zuleitungen auf gemeinsames Potential legen. Das ist notwendig, um ein eindeutiges Erreichen des neuen Senders zu ermöglichen. Da die AFC-Neutralspannung des CA3089 bei 6 V liegt, muß die zweite AFC-Leitung des Tuners mit dem Trimmer Tr2 ebenfalls auf diese Spannung gebracht werden.

Stromversorgung

Der Tuner benötigt zwei Spannungen: die Versorgungsspannung von 12 V und eine gut stabilisierte Abstimmspannung von etwa 22 V. Sie können den üblichen Netzteilschaltungen entnommen werden; ihre Erzeugung wird daher hier nicht näher beschrieben. Wichtig ist eine gute Siebung, da sonst der Oszillator des FD 1A mit 50 Hz bzw. 100 Hz frequenzmoduliert wird.

Hinweise zum Aufbau

Um Störstrahlungen zu vermeiden, wurde das Gerät in ein Aluminiumgehäuse eingebaut. Am kritischsten ist die Zf-Platine, da bei ihr ein ungünstiger Aufbau leicht zu Selbsterregung führen kann.

Der Abgleich der Zf ist einfach und kann nach Gehör bzw. auf maximale Feldstärkeanzeige erfolgen.

Obwohl der Tuner bereits abgeglichen ist, kann sich ein Nachabgleich lohnen. Bei manchen Tunerexemplaren läßt sich die Empfindlichkeit durch Verringern der Versorgungsspannung, mit Tr1 vergrößern. Es soll nicht verschwiegen werden, daß bei dieser Prozedur die Großsignalfestigkeit des Tuners verringert werden kann.

Die Stereodecoderspule wird bei vorhandenem Stereosender soweit hineingedreht, bis die Stereo-Led leuchtet; dann zählt man die Umdrehungen, bis die Lampe wieder ausgeht, und dreht die Hälfte dieser Umdrehungen zurück.

Da für die Feldstärkeanzeige jedes beliebige Mikroamperemeter verwendet werden kann, muß R30 so dimensioniert werden, daß der stärkste Sender bei dem Instrument gerade Vollausschlag bewirkt. Dies ist leicht experimentell zu ermitteln, der Wert liegt zwischen 20 kΩ und 100 kΩ. Ein letztes Wort zur Verdrahtung: Um Brummschleifen vorzubeugen, müssen alle Masse- und Speisespannungsleitungen zu den verschiedenen Platinen einzeln vom Netzteil her verdrahtet werden. Das Gehäuse darf nur an einem einzigen Punkt an Masse gelegt werden.

Bei dem nachfolgend beschriebenen Gerät handelt es sich um einen einfachen Fahrtregler mit Umpoleinrichtung, der von einer Knüppelfunktion einer Proportional-Digital-Anlage direkt an Stelle eines Servos bei Verwendung nur eines Fahrakkus betrieben werden kann.

Wolfgang Kreinberg

Fahrtreglerschaltung mit Umpoleinrichtung für Schiffsmodelle

Die hier vorgestellte Schaltung erfüllt die folgenden Forderungen:

- Regelung der Drehzahl und Umkehrung der Drehrichtung mit nur einer Knüppelfunktion.
- Verwendung nur eines Fahrakkus für beide Richtungen.
- Anschluß anstelle eines Servos ohne Eingiff in den Empfänger.

Bild 1 zeigt die einzelnen Funktionen des Fahrtreglerbausteines. Der Empfänger liefert an den Steckkontakten Steuerimpulse sowie (über den Empfängerakku) die Versorgungsspannung für nachgeschaltete Aggregate. Daher wird auch der Fahrtreglerbaustein vom Empfänger gespeist. In der Eingangsstufe werden die Steuerimpulse mit einem Sollwert verglichen. Das qualitative Ergebnis des Vergleichs mündet in die Fahrtrichtungswahl, das quantitative bestimmt die Fahrgeschwindigkeit.

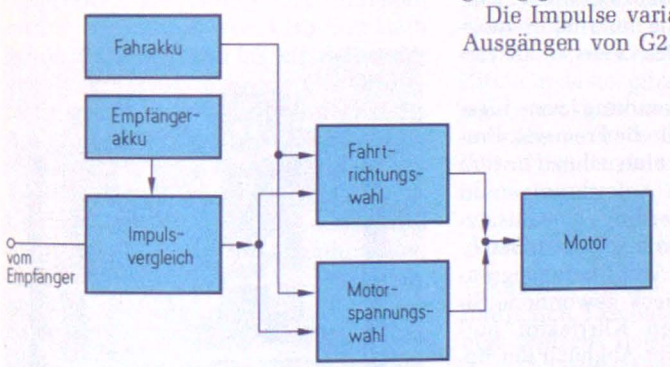


Bild 1. Das Blockschaltbild des Fahrtreglers. Aus Entkopplungsgründen erfolgt die Stromversorgung für den Digital- und den Leistungsteil getrennt

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die gesamte, auffallend unaufwendige Schaltung. Der Digitalteil ist mit TTL-Bausteinen aufgebaut. An dem Monoflop 74121 (IS 1) wird der Sollwert der Steuerimpulse eingestellt, der der neutralen Lage des Steuerknüppels entspricht.

Die ankommenden positiven Steuerimpulse werden an den Gattern 2 und 3 mit dem Sollwert verglichen, so daß jeweils am Ausgang von G2 bzw. G3 Impulse der Breite erscheinen, die der positiven oder negativen Differenz zur Sollwertimpulsbreite entsprechen.

Eine positive Differenz, d. h. die Steuerimpulse sind breiter als der Sollwert, bewirkt ein Setzen des aus den Gattern 5 und 6 gebildeten Flipflops über Gatter 3; bei negativer Differenz, d. h. die Steuerimpulse sind kürzer als der Sollwert, wird das Flipflop über G2 zurückgesetzt. Der Ausgang des Flipflops steuert über R1 den Transistor T1 an, der bei positiver Differenz durchschaltet und das Relais Rel1 anziehen läßt; mit Rel 1 wird die Umpolung des Motors vorgenommen. Die Zuordnung ist so gewählt, daß bei Vorwärtsfahrt, also der Hauptfahrtrichtung, das Relais sich in Ruhestellung befindet und damit der Stromverbrauch gering gehalten wird.

Die Impulse variabler Breite an den Ausgängen von G2 und G3 werden in dem ODER-Gatter G4 zusammengefaßt. Für diese Impulse wirkt Transistor T2 zusammen mit C1 und R3 als Integrator. Dabei wird der über R3 geladene Kondensator C1 für die Dauer der Impulse über T2 entladen. An C1 steht damit eine dreieckförmige Spannung, die nahezu proportional zur Steuerimpulsbreite und damit zur Knüppelstellung ist. Der Transistor T3 dient zur Ansteuerung von T4, der die Motorspannung einstellt.

Der Abgleich

Im Gegensatz zum Impulsbetrieb in anderen Schaltungen wird hier der Motor mit variabler Gleichspannung betrieben, die er sich selbst durch Integration der Dreiecksspannung erstellt. Die Funktion der Schaltung ist damit von dem verwendeten Motor abhängig. Der Abgleich der Schaltung wird durch einen Oszillographen wesentlich erleichtert.

Mit P1 wird die Impulsbreite an IS 1 bei neutraler Lage des Steuerknüppels so eingestellt, daß das Relais Rel1 gerade noch nicht schaltet. Damit ist der Fahrtregler bei neutraler Lage des Steuerknüppels auf Vorwärtsfahrt vorprogrammiert.

Dann wird P3 bei Vollausschlag des Steuerknüppels so abgeglichen, daß der Motor gerade noch mit maximaler Drehzahl läuft. Bei neutraler Knüppelstellung bringt man mit P2 den Motor gerade zum Stillstand. Bei richtigem Abgleich wird der Motor in neutraler Knüppelstellung stehen, zu beiden Endstellungen läßt sich die Geschwindigkeit stufenlos proportional zum Knüppelausschlag vorwärts bzw. rückwärts regeln.

Zur Stromversorgung des Digitalteiles dient der Empfängerakku (4,8 V); das Relais sowie der Motor werden mit einem Fahrakku (6 V) betrieben.

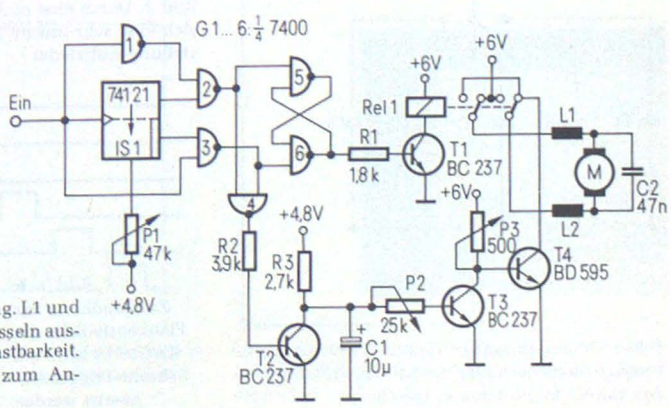


Bild 2. Die Gesamtschaltung. L1 und L2 sind übliche Entstördrosseln ausreichender Strombelastbarkeit. (Vorsicht: P 3 nicht bis zum Anschlag drehen!)

Klaus Buchenrieder

Ein Funktionsgenerator gehört heute auch für Hobbyelektroniker zur Standardausrüstung, denn er bietet eine Vielzahl von Meßmöglichkeiten: Prüfung von HiFi-Verstärkern, Abgleich von Nf-Filtern, Linearitätsmessungen und vieles andere mehr.

Funktionsgenerator mit XR 2206

Im Prinzip ist ein Funktionsgenerator nichts anderes als ein durchstimmbarer Sinus-, Dreieck- und Rechteck-Generator. Durch die Verwendung von IS wird der Aufbau besonders einfach. Die IS XR 2206 besteht intern aus einem VCO (voltage controlled oscillator = spannungsgesteuerter Oszillator), dessen Frequenz durch eine Spannung bzw. einen Steuerstrom verändert werden kann, einem Sinuskonverter, dessen Kennlinie aus dem vom VCO gelieferten Dreiecksignal einen Sinus macht, und einem Multiplizierer, der eine Amplitudenmodulation des Ausgangssignals gestattet. Das ebenfalls direkt vom VCO erzeugte Rechtecksignal kann auch zur Triggerung eines Oszillografen herangezogen werden, wodurch sich eine definierte Phasenlage des Oszillogramms ergibt.

Im Mustergerät wird allerdings ein externer Schmitt-Trigger zur Erzeugung des Rechtecks verwendet, da die Flankensteilheit des aus der IS stammenden Signals oft zu wünschen übrig läßt.

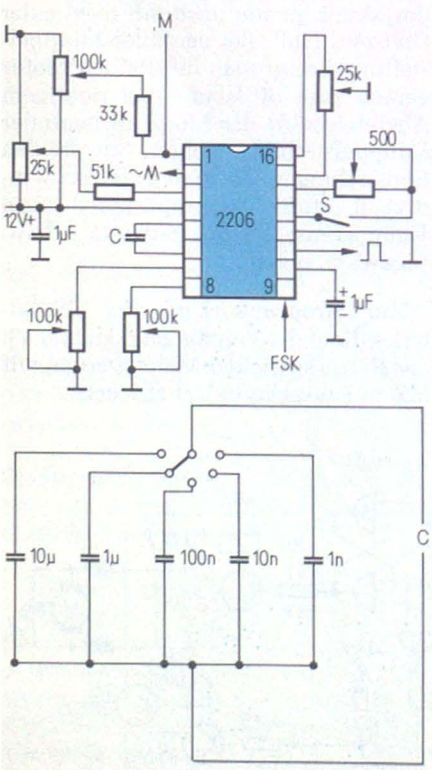


Bild 1. Die Schaltung des Funktionsgenerators. Die Frequenzbereiche sind dekadisch gestuft und werden mit Kondensatoren umgeschaltet

Die Schaltung

Das Gesamtschaltbild des Mustergeräts zeigt *Bild 1*. Durch Umschaltung der für den VCO frequenzbestimmenden Kondensatoren wurde der Gesamtfrequenzbereich in fünf Einzelbereiche unterteilt, die dekadisch abgestuft sind. Da die IS über zwei Steuereingänge verfügt, die mittels eines elektronischen Schalters (current switch) ausgewählt werden, enthält das Gerät auch zwei Potis für die Frequenzeinstellung; dadurch ist z. B. eine Frequenzumtastung möglich, was Fernschreib-Amateure besonders begrüßen dürften. Der Stromschalter bietet aber noch weitere Möglichkeiten; so kann etwa das Tastverhältnis des Rechtecks geändert werden, und äquivalent dazu ist es möglich, die Flanken des Dreiecks unsymmetrisch zu neigen.

Durch die Verwendung von logarithmischen Potis für die Frequenz-Einstellung ergibt sich eine nahezu lineare Skala. Bei höheren Anforderungen an die Linearität ist allerdings eine Zusatzschaltung nach *Bild 2* erforderlich.

Damit der durch Amplitudenbegrenzung aus dem Dreieck gewonnene Sinus einen geringen Klirrfaktor aufweist, ist ein genauer Abgleich der Begrenzung mit zwei Trimmpotis erforderlich. Nach Herstellerangaben sind Klirrfaktoren bis herunter zu 0,5 % erreichbar.

Ein weiteres Trimmpoti an Pin 3 der IS dient zur Einstellung des Gleichanteils der Ausgangsspannung. Die Ausgangsimpedanz der IS selbst beträgt etwa 600 Ω. Um diesen Wert zu erniedrigen und gleichzeitig die Ausgangsspannung zu erhöhen, kann ein einfacher Verstärker nachgeschaltet werden; im Mustergerät wurde allerdings darauf verzichtet.

Bild 3 zeigt den verwendeten Schmitt-Trigger, der das Rechteck-Signal liefert; bei geringeren Anforderungen an die Flankensteilheit kann al-

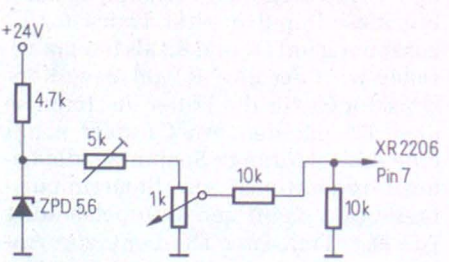


Bild 2. Durch eine einfache Zusatzschaltung läßt sich eine sehr lineare Skala für die Frequenzeinstellung realisieren

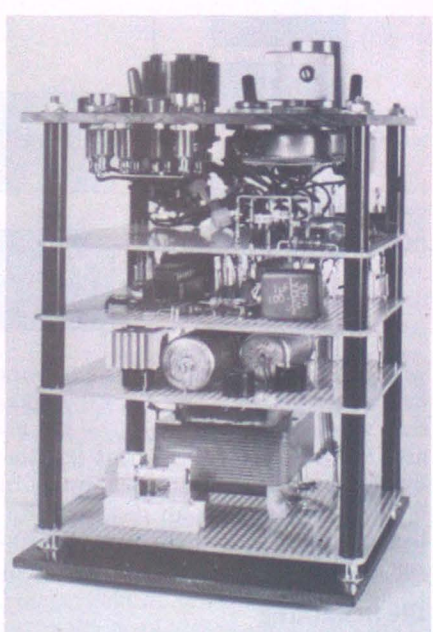


Bild 4. Das Gerät des Verfassers. Es ist auf mehreren, übereinander angeordneten Lochrasterplatten aufgebaut

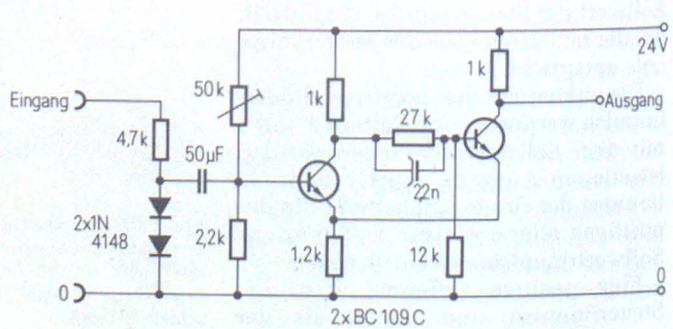


Bild 3. ▶ Zur Erhöhung der Flankensteilheit des Rechtecks kann ein Schmitt-Trigger eingesetzt werden

lerdings auf ihn verzichtet werden, denn die IS XR 2206 verfügt an Pin 11 bereits über einen Rechteckausgang.

Die Stabilität der erzeugten Frequenz hängt wesentlich von der Konstanz der Versorgungsspannung ab, die im Mustergerät von einem integrierten Drei-Pin-Regler auf 24 V stabilisiert wurde.

Aufbau und Abgleich

Das Mustergerät wurde auf mehreren Lochrasterplatten aufgebaut, die in der „Sandwich"-Bauweise übereinander angeordnet sind (*Bild 4*). Das Gehäuse enthält auch das Netzteil mit dem dazugehörigen Transformator.

Beim Abgleich beginnt man am besten mit dem Dreiecksignal: Durch Beobachten der Ausgangsspannung mit einem Oszillografen stellt man das 25-kΩ-Trimmpoti so ein, daß das Dreieck sichtbar begrenzt wird; durch Verstellen des Gleichspannungsanteiles sorgt man dann für eine genau symmetrische Begrenzung. Nun wird die Ausgangsspannung wieder so weit zurückgenommen, bis gerade keine Begrenzung auftritt. Schließt man nun den Schalter S, so wird die IS auf Sinus-Konvertierung umgeschaltet; der 500-Ω-Trimmer muß nun auf geringsten Klirrfaktor der Ausgangsspannung eingestellt werden. Dieser Abgleich erfordert eigentlich eine Klirrfaktor-Meßbrücke; andere Verfahren (z. B. mit dem Oszillograf) liefern nur ungefähre Ergebnisse, da Klirrfaktoren unter etwa 5 % praktisch nicht mehr aus dem Schirmbild erkennbar sind.

Literatur

Datenblatt XR 2206. Fa. Gonda-Elektronik.

Der Preisverfall auf dem Taschenrechner-Markt hat speziell einfache Ausführungen zu einem Konsumartikel werden lassen. Für den Hobby-Elektroniker bietet diese Entwicklung die Möglichkeit, ohne großen Aufwand mit Rechner-IS zu experimentieren.

Martin Görlitz

Programmierung von Taschenrechnern

Mit einem Taschenrechner kann man nicht nur rechnen, man kann ihn auch automatisch rechnen lassen. Selbst der einfachste verfügt über die vier Grundrechenarten. Nehmen wir zunächst die Addition: Wenn durch eine geeignete Schaltung in jeder Sekunde eine 1 addiert wird, haben wir schon einen Sekundenzähler aufgebaut [1]. Jedoch sind solche Zähler mit gewöhnlichen Zähl-IS ebenso einfach zu erstellen, und die Verwendung eines Rechners mutet ein wenig wie eine Spielerei an. Das ändert sich, wenn nicht immer eine 1, sondern eine beliebige Zahl zu addieren oder subtrahieren ist.

Hierzu ein Beispiel: Es ist ein digitaler Weglängenmesser zu bauen. Ein Rad von 2 cm Durchmesser läuft entlang der zu messenden Strecke; mit einem Kontakt auf der Achse wird pro Umdrehung ein Impuls erzeugt. Die Lösung ist einfach: Wir lassen den Rechner bei jedem Eingangsimpuls einmal den Umfang des Rades von 6,28 cm addieren. Die Ziffernanzeige gibt direkt die gemessene Strecke an. Durch Anpassung des jeweiligen Umrechnungsfaktors werden so bereits viele lineare Rechenprobleme lösbar.

Anschluß des Rechners

Aus der Vielfalt der im Handel befindlichen Taschenrechner werden einige typische Beispiele herangezogen. Zum Experimentieren sehr gut geeignet sind die für unter DM 20,– erhältlichen Rechner verschiedener Hersteller mit der IS MM 5736N. Sie dürfte wohl die einfachste ihrer Art sein: Sie bewältigt sechs Dezimalstellen, ein Komma ist nicht vorhanden; es werden nur ganze Zahlen verarbeitet. Die IS arbeitet in Umgekehrter Polnischer Notation, d. h. die Operation wird erst nach den Operanden eingegeben. Die zuletzt eingegebene Zahl wird als konstanter Faktor verarbeitet, wenn eine Operationstaste mehrmals gedrückt wird.

Die Pinbelegung des MM 5736N zeigt *Bild 1*. Die Impulsausgänge A1 bis A6 führen die in *Bild 2* gezeigten, zeitlich versetzten Impulse, die zur zentralen Steuerung des Rechenablaufs dienen.

Bild 3 zeigt die Befehlsorganisation der IS. Die Verbindung eines Ausgangs A mit einem der Befehlseingänge E1 bis E3 stellt einen Rechenbefehl dar. Eine weitere Funktion der Ausgänge A ist, im Multiplexverfahren die Ziffernanzeige zu steuern.

Es lassen sich bereits feste, periodische Rechnungen durchführen, indem zunächst von Hand der am Beispiel des Weglängenmessers angesprochene konstante Faktor eingetippt und anschließend über einen Kontakt die benötigte Funktionstaste periodisch kurzgeschlossen wird. Diese Lösung läßt jedoch nur sehr beschränkte Möglichkeiten zu [2].

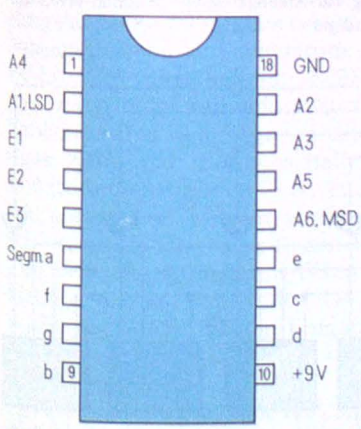


Bild 1. Anschlußbelegung der Rechner-IS MM 5736 von National. Sie rechnet nur mit ganzen Zahlen

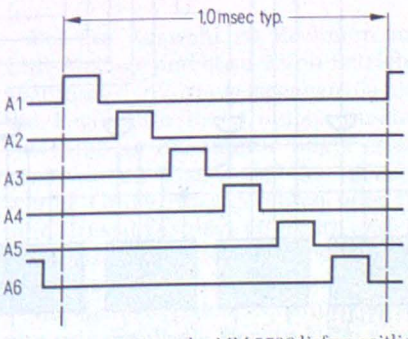
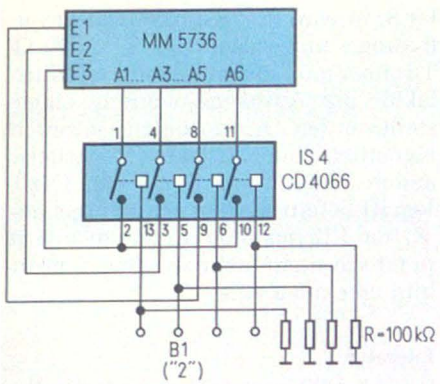


Bild 2. Die Ausgänge des MM 5736 liefern zeitlich versetzte Impulse, die die Anzeige und das Tastenfeld abtasten

	E1	E2	E3
A1	C	0	
A2		1	6
A3	–	2	7
A4	+	3	8
A5	.	4	9
A6	:	5	

Bild 3. Die Befehle werden durch Verbindung eines Eingangs und eines Ausgangs eingegeben. Die hier gezeigte Matrix zeigt die Verknüpfung für die IS MM 5736



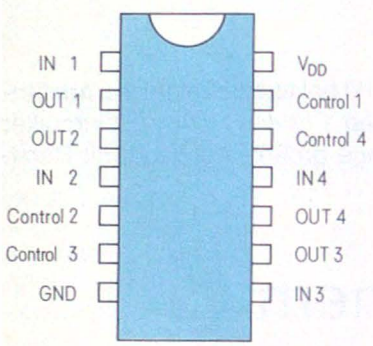


Bild 5. Anschlußbelegung eines CMOS-Analogschalters vom Typ CD 4066

Befehlserzeugung durch externe Logik

Die IS MM 5736 läßt sich in Verbindung mit CMOS-Elementen ohne Interface-Schaltungen verwenden. *Bild 4* zeigt den Anschluß der Ein- und Ausgänge an einen Vierfach-CMOS-Schalter vom Typ CD 4066 oder CD 4016. Die Anschlußbelegung ist *Bild 5* zu entnehmen. Die in Bild 4 gezeigte Auslösung der Rechenbefehle erfolgt durch Anlegen einer log. 1 an den Befehlseingang B1. Hierdurch werden die Impulse von Ausgang A3 an Eingang E2 durchgeschaltet; die IS verarbeitet dann den durch diese Verbindung festgelegten Befehl. Die Beschaltung der anderen Ein- und Ausgänge kann in gleicher Weise erfolgen. Es muß dabei sichergestellt werden, daß nur jeweils einer der Schalter geschlossen wird.

Der mechanische Kontakt ist nun also ersetzt worden. Der nächste Schritt soll nun sein, einen bestimmten Rechenablauf vorzuprogrammieren. Der Rechner kann nur einen Befehl nach dem anderen verarbeiten. Der gewünschte Rechenablauf muß also seriell aufbereitet werden. Diese Aufgabe übernimmt eine Ablaufsteuerung nach *Bild 6*. IS 1 und IS 2 bilden eine Einheit, die beim Eintreffen eines Taktimpulses von Null an zu zählen beginnt, bei einem bestimmten Zählerstand, hier 8, wieder auf Null springt und dort bis zum Eintreffen des nächsten Clock-Impulses verbleibt.

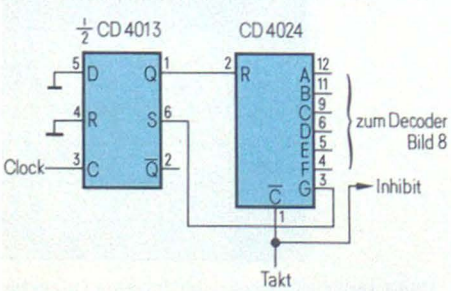


Bild 7. Für kompliziertere Programme ist diese Ablaufsteuerung gedacht. Sie ermöglicht bis zu 63 Programmschritte

◀ Bild 4. Statt mit mechanischen Tastenkontakten läßt sich die Matrix auch mit CMOS-Analogschaltern realisieren

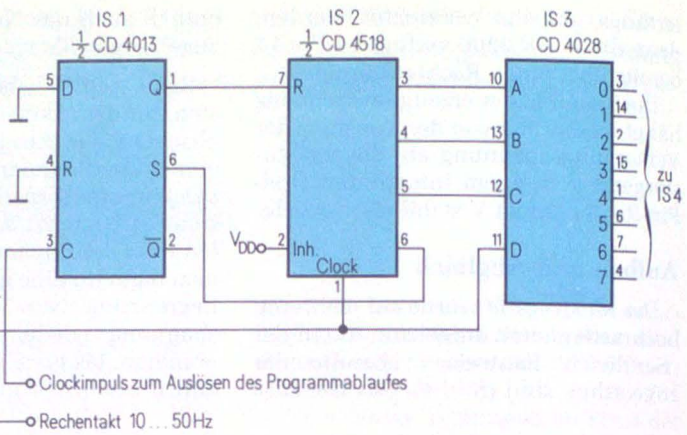


Bild 6. ▶ Wenn nur bis zu 7 Befehle programmiert werden sollen, ist die notwendige Ablaufsteuerung noch recht einfach

Der an IS 2 angelegte konstante Rechentakt bestimmt die Ablaufgeschwindigkeit der Rechnung.

Mit IS 3 werden aus dem BCD-Zählerstand von IS 2 die 8 Dezimalausgänge decodiert. Diese Ausgänge, die pro Clock-Impuls einmal der Reihe nach durchlaufen werden, dienen zur Steuerung des Analogschalters aus Bild 4. Der Rechner enthält eine interne Entprellschaltung, die verlangt, daß zwischen zwei Befehlen eine Pause eingehalten wird. Der Eingang D von IS 3 wird mit der Taktfrequenz verbunden. Dadurch werden die einzelnen Befehle von gleichlangen Pausen getrennt, wenn die Taktfrequenz ein Impuls-Pausen-Verhältnis von 1:1 hat.

IS 4 kann wie ein Tastenkontakt angesehen werden. Die Verbindungen der Ein- und Ausgänge werden nach Bild 3 individuell hergestellt.

Mit der Ablaufsteuerung nach Bild 6 können bis zu 7 Befehle ausgelöst werden. Für größere Anforderungen muß der Zähler entsprechend mehr Impulse auszählen und der Decoder erweitert werden. *Bild 7* zeigt einen Ablaufzähler für maximal 63 Befehle, *Bild 8* einen entsprechenden Decoder.

Externe Eingabe von Daten

Bisher waren die im Programm befindlichen Daten durch die „Hardware" vorgegeben, nun sollen Zahlenwerte variabel und von außen einfügbar werden. Hierzu ein Beispiel: Ein digitales Auto-Tachometer soll mit dem Rechner realisiert werden. Bei jeder Umdrehung der Achse wird ein Impuls geliefert; die Impulsfrequenz ist also so gering, daß ein analoges Meßgerät eine relativ hohe Integrationskonstante haben müßte. Die Zeit, die zwischen zwei Impulsen vergeht, wird mit 1000-Hz-Impulsen ausgezählt.

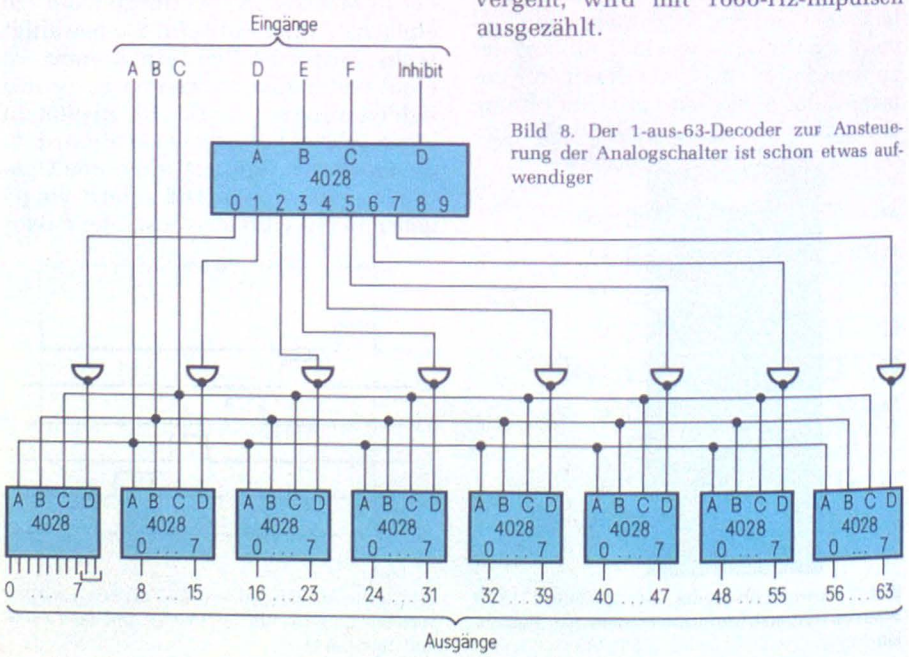


Bild 8. Der 1-aus-63-Decoder zur Ansteuerung der Analogschalter ist schon etwas aufwendiger

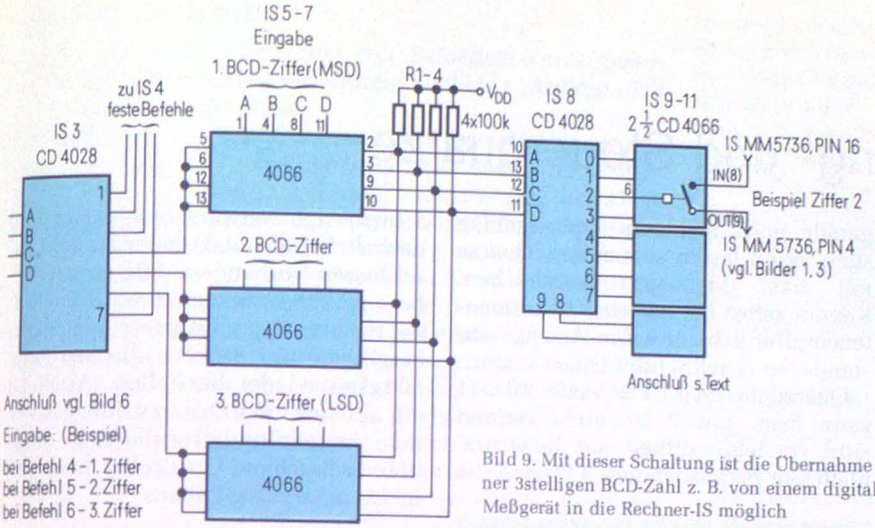


Bild 9. Mit dieser Schaltung ist die Übernahme einer 3stelligen BCD-Zahl z. B. von einem digitalen Meßgerät in die Rechner-IS möglich

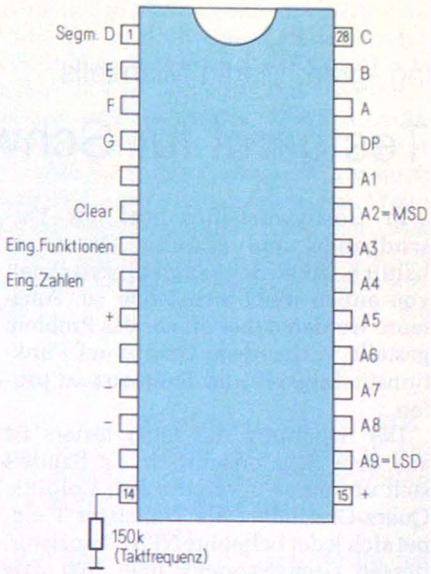


Bild 10. Anschlußbelegung der IS C 683 von General Instruments

Aus diesem Meßwert, der die Zeit für eine Umdrehung in Millisekunden darstellt, soll der Rechner die Geschwindigkeit des Fahrzeuges errechnen, und zwar selbsttätig in bestimmten Abständen. Die Formel für die Geschwindigkeit ergibt sich bei gegebenem Raddurchmesser d (in cm) zu

$$v = \frac{36 \cdot \pi \cdot d}{N} \text{ [km/h.]}$$

Diese vom Rechner auszuführende Aufgabe wird direkt in die entsprechenden Rechenfunktionen übertragen, wobei aus

$36 \cdot \pi \cdot d = k$

eine Konstante für das jeweilige Fahrzeug errechnet wird. Es ist also ein Programm für die Aufgabe

$$v = \frac{k}{N}$$

zu erstellen. Die Eingabe der Konstanten erfolgt mit der Festprogrammierung nach Bild 6. An der Stelle des Rechenganges, wo der Meßwert N einzugeben ist, wird die Schaltung nach *Bild 9* angeschlossen. Für jede Dezimalstelle des Meßwertes ist ein Befehl vorzusehen. Die fest programmierten Ausgänge von IS 3 sind nur angedeutet. Die zur Steuerung der Meßwerteingabe verwendeten Ausgänge betätigen wiederum Schalter-IS. Die anstehenden BCD-Daten werden so in der Reihenfolge ihres Stellenwertes über IS 5...7 genau zum richtigen Zeitpunkt durchgeschaltet, von IS 8 decodiert und von IS 9...11 als Befehl eingegeben. Letztere sind so angeschlossen, daß sie den Tasten für die Ziffern 0...9 entsprechen. Wenn keine Meßwertabfrage stattfindet, legen die Widerstände R1...R4 den Eingang von IS 8 auf die Ziffer 15, so daß keine Decodierung erfolgt.

Auch diese Schaltung läßt sich, indem zu den IS 5...7 noch weitere hinzugefügt werden, auf mehr als drei Eingabestellen erweitern.

Verwendung anderer Taschenrechner-IS

Ebenfalls gut für die Programmierung geeignet ist die IS C 683, die in Rechnern der Klasse um DM 25.– zu finden ist. *Bild 10* zeigt die Lage der Signalein- und -ausgänge, *Bild 11* die dazugehörige Befehlsorganisation. Der Rechenumfang beträgt 8 Stellen mit Fließkomma. Der Anschluß erfolgt auf die gleiche Weise wie beim MM 5736, alle Ausführungen gelten entsprechend. Die Schaltungen nach Bild 4...9 können ohne Änderung übernommen

	A1	A2	A3	A4	A5	A6	A7	A8	A9
Zahlen	1	2	3	4	5	6	7	8	9
Funktionen		=	+	–	x	÷		Komma	Null

Bild 11. Befehlsschema der IS C 683. Sie ermöglicht 8stellige Fließkomma-Rechnungen

werden, wobei natürlich das Befehlsschema nach Bild 11 zu verwenden ist.

In allen größeren Kaufhäusern werden Taschenrechner angeboten. Für die meisten Anforderungen sind Geräte ausreichend, die die vier Grundrechenarten beherrschen. Als Rechenumfang genügen fast immer sechs bis acht Stellen.

Bei der Auswahl ist Rechnern mit LED-Anzeige und etwa 9 Volt Betriebsspannung der Vorrang zu geben, da hier die Pegelwerte meist einen direkten Anschluß an die externe Logik erlauben, wie an den Beispielen gezeigt wurde. Grüne Anzeigeröhren oder Liquid-Crystal-Displays erfordern andere Betriebsspannungen, und es können Pegelkonverter nötig werden.

Mit den gezeigten Schaltungen ist nun prinzipiell die Konstruktion eines rechnenden Zählers möglich, wie er in der Industrie vielfach für die Messung kleiner Geschwindigkeiten und für die Umrechnung von Meßwerten verwendet wird. Es kann eine on-line-Umrechnung jedes beliebigen Meßwertes programmiert werden, wobei die Rechnung auch mehrere Rechenschritte und verschiedene mathematische Operationen enthalten kann.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 5/76, S. 195 und 7/76, S. 276

[2] Elektor 7/75, S. 70

Einfache elektronische Zündung

FUNKSCHAU 1977, Heft 12, S. 551

Wie uns die Firma VDO mitteilt, stört der Einbau dieser Zündanlage u. U. die Funktion von Drehzahlmessern bestimmter Typen, sofern das Drehzahlmesser-Kabel an seiner Stelle belassen wird.

Der Grund hierfür ist darin zu suchen, daß der Impuls an der Primärseite der Zündspule nur 1,5 ms anliegt. Bei 4-Zylinder-Motoren genügt es im allgemeinen, das Drehzahlmesser-Kabel (meist grün gekennzeichnet) von der Klemme 1 der Zündspule abzutrennen und es an die Unterbrecherkontakt-Leitung zu legen.

Bei 6- bis 8-Zylinder-Motoren können sich Probleme im oberen Drehzahlbereich ergeben. In diesem Falle ist der Eingangswiderstand des Drehzahlmessers (hinter Klemme 1) auf etwa 13 kΩ zu erniedrigen.

Der Widerstand R 5 in Bild 9 muß natürlich, wie in Bild 5, den Wert 4,7 kΩ haben. Der Widerstand R 2 sollte einen Wert von 22 kΩ aufweisen, da sonst der Motor unrund läuft.

Ing.-grad. Martin Michaelis

Testgerät für Schwing- und Steuerquarze

In Hobbygeschäften und im Versandhandel sind oft billige Quarze erhältlich, deren Schwingfähigkeit ihnen von außen nicht anzusehen ist. Amateure werden daher oft vor das Problem gestellt, vorhandene Quarze auf Funktionstüchtigkeit und Frequenz zu prüfen.

Die Schaltung des Quarztesters ist aus dem *Bild* ersichtlich. Es handelt sich um einen aperiodischen Colpitts-Quarz-Oszillator. Als Transistor T eignet sich jeder beliebige NPN-Transistor, dessen Grenzfrequenz über 300 MHz liegt; die Schaltung ist dann für praktisch alle Quarze bis zu einer Grundfrequenz von 90 MHz verwendbar. Die im Oszillator erzeugte Hochfrequenz wird dem in Spannungsverdopplerschaltung arbeitenden Hf-Gleichrichter zugeführt. Die resultierende Gleichspannung zeigt das Instrument an. Mit dem Potentiometer P wird die Empfindlichkeit dieses Anzeigeinstrumentes eingestellt.

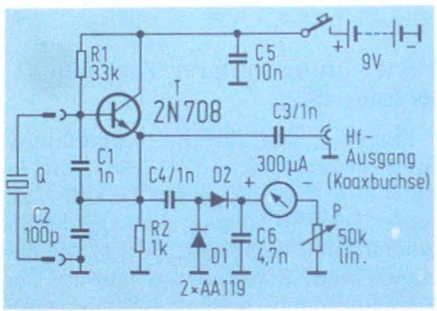
Über den Kondensator C 3 kann beim Schwingtest die erzeugte Hf an einer Koaxbuchse entnommen und einem Digitalzähler oder einem Empfängereingang (z. B. bei der Verwendung des Testers als Eichpunktgeber) zugeführt werden. Mit dem Taster S 2 wird die Versorgungsspannung von 9 V eingeschaltet. Die Verwendung eines Tasters ist hier zweckmäßiger als die eines Kippschalters, da damit sichergestellt ist, daß nur während des Prüfens Strom aus der Batterie entnommen wird und das Testgerät nicht unbeabsichtigt eingeschaltet bleibt. Wegen des geringen Stromverbrauches ist die Betriebsbereitschaft des Testgerätes praktisch nur von der Selbstentladung der Batterie abhängig.

Der Aufbau des Gerätes ist unkritisch. Wenn keine Erfahrung im Aufbau von Hf-Schaltungen vorliegt, empfielt es sich, einen Versuchsaufbau auf der Steckplatte eines sogenannten „PUT-IN" vorzunehmen. Der weitere Einbau von zusätzlichen Fassungen, z. B. für FT-243-Quarze ist jedoch durchaus möglich.

Schwingfähigkeit eines Quarzes

In die zugehörige Fassung wird der zu testende Quarz eingesteckt. Drückt man nun den Taster, so erhält man am Instrument einen Ausschlag. Mit dem Potentiometer P ist nun die Empfindlichkeit so einzustellen, daß der Zeiger gerade noch nicht am Endausschlag steht. Dann lassen sich andere Quarze mit dem Meßobjekt vergleichen. Kommt selbst bei höchster Instrumentenempfindlichkeit keine Anzeige zustande, so schwingt der Quarz nicht.

Quarze des Typ FT 243 oder FT 241 kann man, soweit sie nicht verlötet sind, vorsichtig öffnen und die Quarzplättchen herausnehmen. Oft sind die Silberbeläge schwarz beschlagen und deshalb kein Kontakt mehr zu den Anschlüssen vorhanden. Mit einem Silberputztuch kann man durch vorsichtiges Polieren den schwarzen Belag meist beseitigen und dadurch die Schwingfähigkeit wieder herstellen. Auch ist ein „Ziehen" des Quarzes durch Ätzen mit Ammoniumbifroridlösung möglich. Gebrochene Quarzplättchen sind nicht mehr verwendbar.



Schaltung des Quarz-Testers

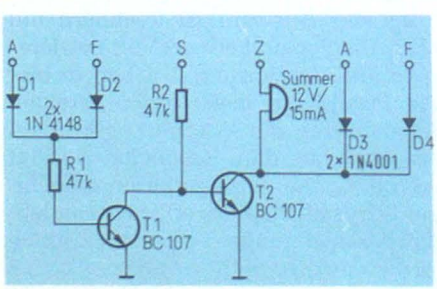
Ausmessen der Quarzfrequenz

Der Quarz wird im Tester zum Schwingen gebracht und an Bu 3 ein Digitalzähler, ein Dipmeter angekoppelt. So kann die Quarzgrundfrequenz ermittelt werden. In selektiven Oszillator-Schaltungen kann der Quarz auf allen ungeradzahligen Vielfachen dieser Grundfrequenz angeregt werden, wobei ein Ziehen der Frequenz allerdings nicht mehr so gut möglich ist.

Autolicht-Alarmgerät

Die hier beschriebene Schaltung erinnert durch einen Summton erstens daran, daß nach dem Ausschalten der Zündung noch Lampen am Kfz brennen, und zweitens, daß man nach dem Parken mit Standlicht das Fahrlicht einschalten muß, was verhindert, daß man z. B. in der Stadt (wo es nachts oft sehr hell ist) mit dem Standlicht umherfährt.

Das *Bild* zeigt die Schaltung der „Alarmanlage". Die Verknüpfungslogik wurde diskret mit Transistoren und Dioden realisiert und für eine Bordspannung von 12 V ausgelegt (Minus an Masse). Als Summer eignet sich z. B. eine Ausführung für 12 V/15 mA, die ungepolt sein muß. Summer mit höherem Stromverbrauch erfordern für T2 einen leistungsfähigeren Typ (z. B. 2N1613) und einen kleineren Wert für R2.



Die Schaltung des Alarmgeräts. Es sind Verbindungen zum Abblendlicht (A), Fernlicht (F), Standlicht (S) und zum Zündschloß (Z) erforderlich

Die Schaltung kann auch für weitere Lampen, wie etwa Nebelleuchten, Fernstrahler usw. erweitert werden; dazu ist vor R1 und am Kollektor von T2 je eine weitere Diode einzufügen. Die Anoden dieser Dioden werden einfach mit der jeweiligen Lampen-Betriebsspannung verbunden; das kann z. B. an den Sicherungs-Anschlüssen geschehen.

Seit mehr als einem Jahr arbeitet solch ein Gerät im Wagen des Verfassers zur vollen Zufriedenheit.

Kurt Peter

Anmerkung der Redaktion: Nach Auskunft des TÜV München sind solche Eingriffe durchaus zulässig, wenn die Sicherheit des Kraftfahrzeugs nicht beeinträchtigt und Funkenbildung vermieden wird.

In jüngster Zeit kommen immer mehr aktive Lautsprecherboxen oder Leistungsstrahler auf den Markt, die zur Ansteuerung nur einen Vorverstärker benötigen. Die meisten der allerdings sehr teuren industriellen Vorverstärker sind Hi-Fi-Spitzenprodukte mit großem Bedienungskomfort und teilweise extrem guten Daten. Als Folgearbeit zur Bauanleitung „Leistungsstrahler mit aktiven Frequenzweichen und Endverstärkern" desselben Autors wird nun ein Vorverstärker beschrieben, dessen Daten sich an denen der industriellen Spitzenprodukte orientieren.

Günter Simon

Stereo-Quadrovorverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

1. Teil

Es war ein Hauptanliegen, ein Gerät zu entwickeln, das möglichst viele der hochgesteckten Ziele erreicht, ohne Hobbyelektroniker zu überfordern. Die gewählte Modulbauweise und die ausschließliche Verwendung von integrierten Schaltkreisen – nur im Kopfhörerverstärker wird zusätzlich ein Endtransistorpaar verwendet – ermöglicht vielfältige Variationen des Verstärkerkonzeptes und garantiert einen bequemen und sicheren Nachbau.

Der Vorverstärker kann als Stereo- oder als Quadrovorverstärker aufgebaut werden, die vorgeschlagene Reihenfolge der Module läßt sich variieren und ihre Zahl auf die Grundmodule reduzieren. Auch können die einzelnen Module separat verwendet werden, da die Ausgänge durch Impedanzwandler oder stark gegengekoppelte Verstärker äußerst niederohmig gehalten sind. Die Module sind meist aus mehreren Funktionsgruppen zusammengesetzt und mit Ausnahme des Netzteiles als Zweikanalversion auf einer Platine untergebracht. Jeweils die Module bzw. Platinen 1 bis 8 benötigt man für einen kompletten Stereovorverstärker. Die Erweiterung zum Quadrovorverstärker erfordert zusätzlich die Platinen 5, 6 und eventuell 7.

Bild 1 zeigt das Funktionsschaltbild der Quadro-Version. Um wirklich eine hohe Nachbausicherheit garantieren zu können, wurden als Mustergeräte zwei komplette Quadro-Vorverstärker ohne Quadro-Decoder aufgebaut, deren Meßdaten absolut identisch sind. Auf den Einbau eines Quadro-Decoders wurde bewußt verzichtet, da entscheidende Entwicklungen der Matrix-Quadrofoniesysteme im Laufe des Jahres 1977 zu erwarten sein werden, wie erste Nachrichten über bedeutende Verbesserungen durch die Firmen National Semiconductor und Tate Ltd. [1] erkennen lassen.

Eigenschaften und Anwendungsmöglichkeiten

Vorgesehen sind acht durch Drucktasten anwählbare Eingänge, zwei Phono-, zwei Tuner-, drei Tonband- und ein mittelempfindlicher Universaleingang. Für die drei Tonbandeingänge sind Monitorschalter vorgesehen. Außerdem gehört zu jedem Tonbandeingang ein separater Ausgangsimpedanzwandler. Zwei Ausgänge sind als hochpegelige Spannungsausgänge geschaltet und einer als DIN-Ausgang (Stromausgang). Hierdurch wird bei Tonbandgeräten und Cassettenrecordern mit getrennten Aufnahme- und Wiedergabeköpfen Hinterbandkontrolle ermöglicht. Des weiteren können zwischen Tonband-Ausgangsimpedanzwandler und Tonbandeingang unter Verwendung des entsprechenden Monitorschalters verschiedene Geräte, wie Equalizer, Hallgeräte und Dolby-Pro-

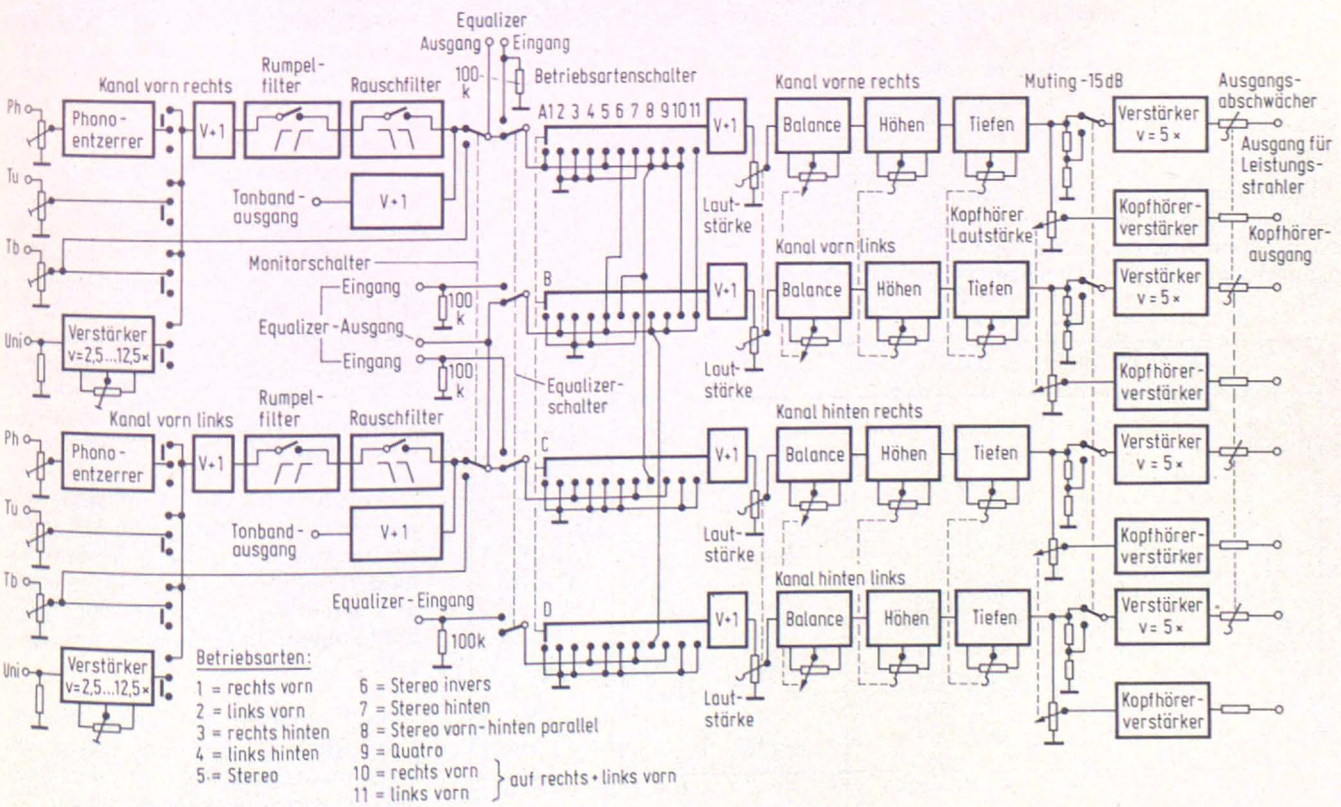


Bild 1. Funktionsschaltbild des Vorverstärkers in Quadro-Ausführung

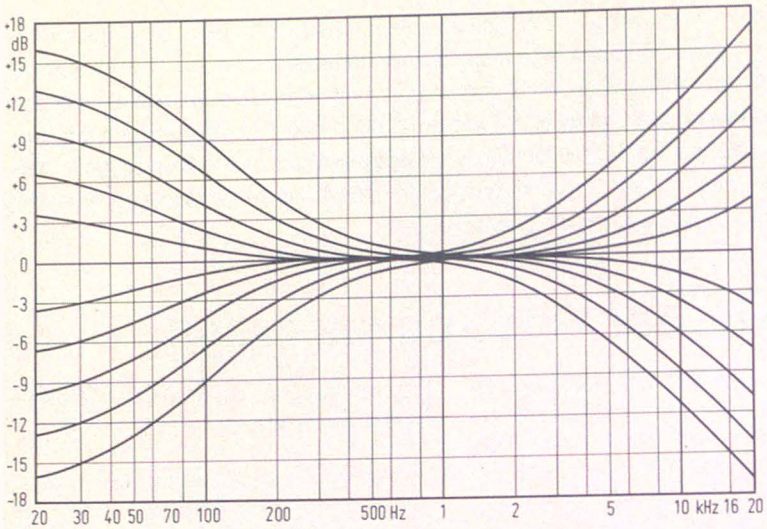


Bild 2. Verlauf der Frequenzkurven der Höhen- und Tiefenregler

zessor eingeschleift werden. Überspielungen von Tonbandgerät zu Tonbandgerät sind selbstverständlich auch möglich. Es kann gleichzeitig mit drei Tonbandgeräten aufgenommen oder von einem Gerät auf zwei Tonbandgeräte überspielt werden. Um Übersprechen oder Verkopplungen zu vermeiden, werden die zu dem jeweils geschalteten Tonbandeingang gehörenden Ausgangsimpedanzwandler auf Masse gelegt.

Wie bei Industriegeräten dieser Qualitätsklasse üblich, sind auch hier vier verschiedene Möglichkeiten zur Lautstärkeeinstellung vorgesehen. Sie liegen an verschiedenen Stellen der Verstärkerkette und beeinflussen daher den Fremdspannungsabstand und die Übersteuerungssicherheit, und zwar gegensinnig. Es muß hier der jeweils günstigste Kompromiß gefunden werden.

Die Bezeichnungen der vier Lautstärkesteller sind: Vorpegelregler, Lautstärkeregler, Mutingschalter und Ausgangsabschwächer. Die Vorpegelregler der acht Eingänge sind erforderlich, um die verschiedenen Signalquellen auf eine einheitliche Lautstärke bringen zu können. Hierdurch entfällt das lästige Betätigen des Lautstärkereglers beim Umschalten der Eingänge. Die Einstellung dieser Regler ist unkritisch und sollte sich in erster Linie nach der leisesten Signalquelle richten. Der Fremdspannungsabstand ist geringfügig von der Reglerstellung abhängig.

Die Funktion des Lautstärkereglers ist bekannt. Da logarithmische Tandempotentiometer mit gutem Gleichlauf nicht zu bekommen sind, wurde der Lautstärkeregler als dreiundzwanzigstufiger, logarithmischer Spannungsteiler verwirklicht. Die Schrittweite wurde über den Gesamtregelbereich von 60 dB verschieden gewählt, da die Wahrnehmbarkeit von Lautstärkeabstufungen bei kleinen Lautstärken verringert ist. Der Lautstärkeregler sollte in Normalstellung nie zu weit zurückgedreht werden, um nicht in den Bereich der groberen Stufung zu kommen und den Fremdspannungsabstand zu verschlechtern. Auf eine gehörrichtige Lautstärkeregelung wurde verzichtet, da sie von den meisten Hi-Fi-Enthusiasten sowieso abgelehnt wird.

Der Ausgangsabschwächer dient der Empfindlichkeitsanpassung an den nachfolgenden Endverstärker oder Leistungsstrahler. Er schwächt das Ausgangssignal in vier 6-dB-Stufen ab. Um den Ausgangsverstärker, besonders bei voll angehobenen Höhen und Tiefen, vor Übersteuerung zu schützen, kann mit dem Muting-Schalter der Signalpegel vor dem Ausgangsverstärker um 15 dB abgesenkt werden. Je nach Anwendungsfall wird man den Ausgangsabschwächer oder den Mutingschalter oder auch beide verwenden, um den Lautstärkeregler in eine günstige Position zu bringen.

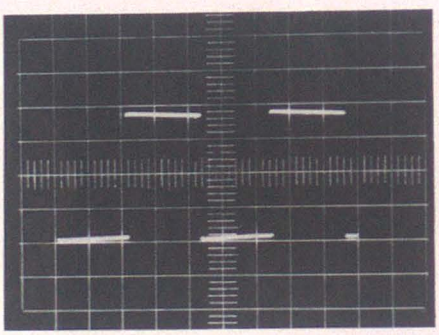


Bild 4. Wiedergabe von Rechteckkurven mit 100 Hz

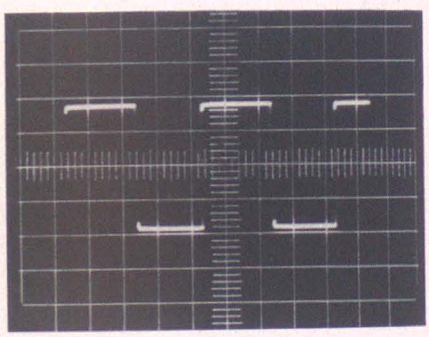


Bild 5. Wiedergabe von Rechteckkurven mit 5 kHz

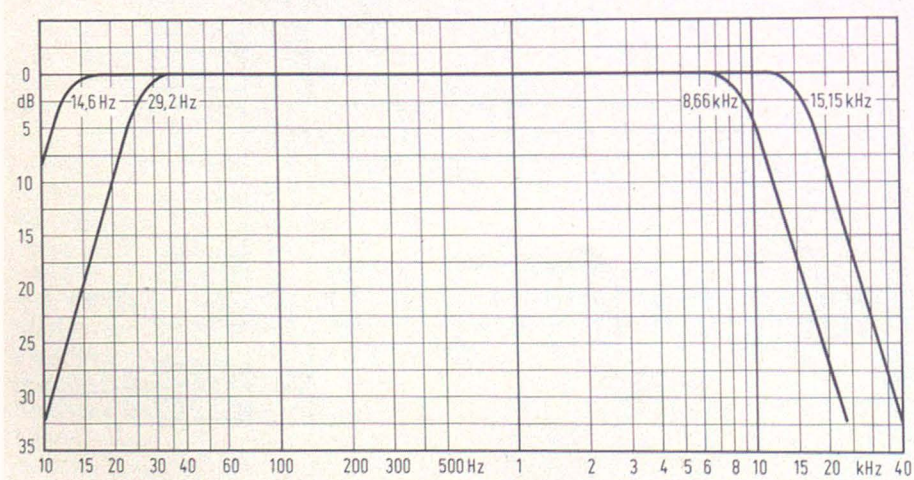


Bild 3. Frequenzkurvenverlauf der Rumpel- und Rauschfilter

Ebenso wie der Lautstärkeregler wurden auch die Klangregler in Stufen schaltbar ausgeführt. Bei der Entwicklung dieser meist völlig mißverstandenen Regelorgane wurde von etwas unüblichen Überlegungen ausgegangen.

Hi-Fi-Anlagen, die diese Bezeichnung wirklich verdienen, lassen eine Frequenzgangkorrektur in der Regel nur an den Hörbereichsgrenzen notwendig erscheinen. Korrekturen über

den gesamten Hörbereich würden wenigstens einen Oktav-Equalizer erfordern; noch besser geeignet wäre ein Terz-Equalizer. (Ein Oktav-Equalizer ist ein Entzerrerverstärker mit mehreren Reglern, mit deren Hilfe man ebensoviele Frequenzbereiche unabhängig voneinander anheben und absenken kann. Die Mitten- oder Kennfrequenzen dieser Regelglieder stehen im Oktavabstand, das heißt im Frequenzverhältnis 1:2. Im Gegensatz hierzu ist beim Terz-Equalizer der Hörbereich etwa dreimal mehr unterteilt, die Kennfrequenzen stehen im Abstand einer Dritteloktave.)

Diese Geräte müssen theoretisch mit einem Schallpegelmeßgerät oder noch besser mit einem Frequenzanalysator im Hörraum auf möglichst geradlinigen Gesamtfrequenzgang eingestellt werden und sollen in der Folge absolut unverändert bleiben. Für gelegentliche Frequenzgangkorrekturen, vor allem an den Hörbereichsgrenzen, werden die üblichen Höhen- und Tiefenregler, auch Kuhschwanzentzerrer genannt, verwendet. Leider sind diese meist so konzipiert, daß sie bereits bei kleinen Korrekturen die musikalische Mitte zum Teil stark mitbeeinflussen. Um dies zu vermeiden, wurden Entzerrer entwickelt, bei denen nicht die Steilheit variiert wird, sondern bei denen sich die Einsatzpunkte der Anhebung und Absenkung verschieben, während die Steilheit annähernd gleich bleibt. Wie aus *Bild 2* zu ersehen ist, wird mit Hilfe dieser Filterauslegung bei den 30 Hz- und 16-kHz-Marken eine Anhebung oder Absenkung von 3 dB pro Schaltstufe erreicht. Durch eine Anhebung der Bässe um ein bis zwei Stufen kann der physikalisch bedingte Tiefenfrequenzabfall kleiner Lautsprecher ausgeglichen werden, ohne eine hörbare lineare Verzerrung zu verursachen.

Weitere frequenzgangbeeinflussende Baugruppen sind Rumpel- und Rauschfilter. Sie wurden als Butterworthfilter vierter Ordnung mit etwa 24 dB Steilheit pro Oktave ausgelegt. Beide haben zwei schaltbare Kennfrequenzen und eine Lineartaste, die jeweils das gesamte Filter überbrückt. Der Einsatz von Butterworthfiltern in Niederfrequenzübertragungszweigen ist grundsätzlich problematisch [2]. Da aber diese Filter hier nur zum Beschneiden der Hörbereichsgrenzen benützt werden, überwiegt der Vorteil des steileren Übergangsbereiches gegenüber Bessel-

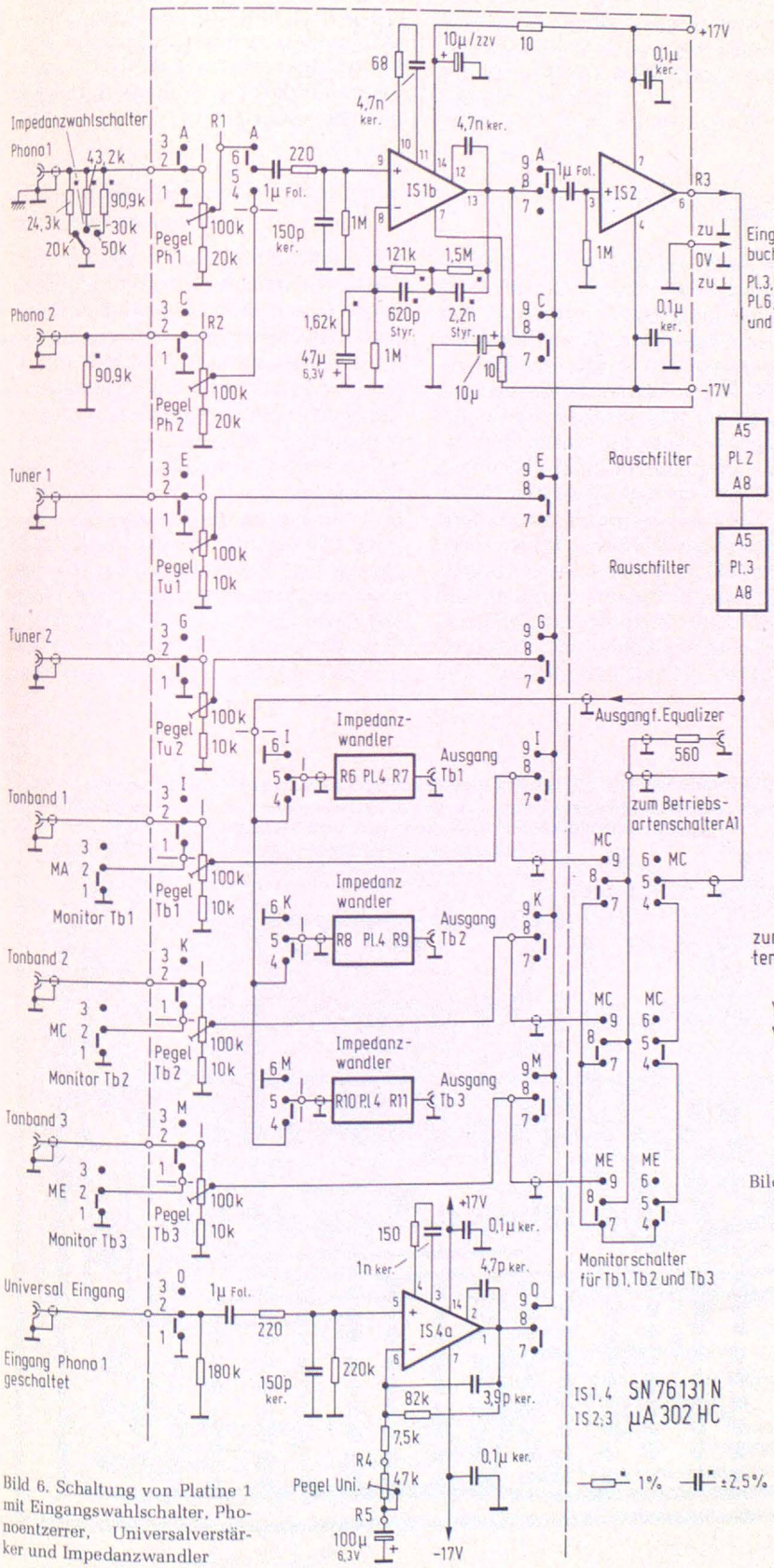


Bild 6. Schaltung von Platine 1 mit Eingangswahlschalter, Phonoentzerrer, Universalverstärker und Impedanzwandler

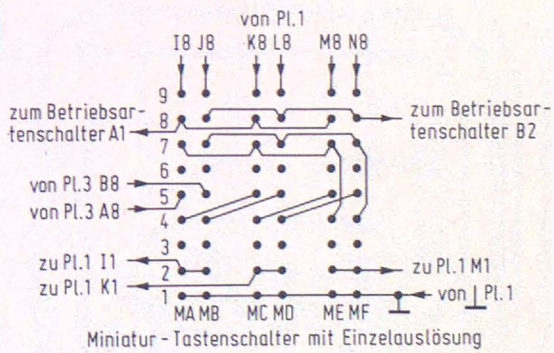


Bild 7. Verdrahtungsplan des Monitorschalters

filtern. *Bild 3* zeigt den Frequenzverlauf der Rumpel- und Rauschfilter.

Die erste Kennfrequenz des Rumpelfilters liegt mit 14,6 Hz unterhalb des Hörbereichs. Dieses sogenannte Subsonic-Filter unterdrückt wirksam extrem tieffrequente Störsignale, vor allem durch Plattenschlag und Plattenrumpeln hervorgerufen, ohne Einschwingvorgänge im Hörbereich zu verzerren. Dieses Filter sollte zum Schutze der Lautsprecher immer eingeschaltet sein.

Mit 29,2 Hz entspricht die zweite Einsatzfrequenz einem üblichen Rumpelfilter.

Das Rauschfilter hat ebenso zwei Einsatzfrequenzen. Das Filter mit 15,15 kHz ist speziell für UKW-Sendungen gedacht, um von den Lautsprechern alle Signale oberhalb des UKW-Übertragungsbereiches fernzuhalten. Mit 8,66 kHz als zweiter Schaltstellung entspricht es einem üblichen Rauschfilter.

Der Vorverstärker umfaßt zwei Hauptgruppen. Die erste Gruppe besteht aus dem Eingangsteil (Platine 1), den Rumpel- und Rauschfiltern (Platinen 2 und 3), den Tonbandausgangsimpedanzwandlern (Platine 4) und dem Monitorschalter und ist zweikanalig ausgeführt. Die zweite, vierkanalig ausgeführte Gruppe setzt sich aus Betriebsartenschalter, Impedanzwandler mit Lautstärkeregler und Balance- Höhen- und Tiefenregler (Platine 5), Endverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer (Platine 6) und dem Kopfhörerverstärker (Platine 7) zusammen. Durch den Equalizerschalter (diese Bezeichnung wurde von der ursprünglich zweikanaligen Version auch für die Quadroausführung beibehalten) werden diese beiden Gruppen verbunden. Die Ausgänge der ersten, zweikanaligen und die Eingänge der zweiten, vierkanaligen Gruppe sind nach außen geführt. Die erste Gruppe kann nach Trennung von der zweiten durch den Equalizerschalter einen Equalizer- oder Quadrodecoder ansteuern. Je nach Stellung des Betriebsartenschalters sind die Eingänge der zweiten Verstärkergruppe, wie aus Bild 1 zu ersehen, für ein- bis vierkanalige Signalquellen geschaltet.

Meßdaten

Alle Funktionsgruppen sind so konzipiert, daß sie eine maximale Ausgangsspannung von 9 Volt bis 9,5 Volt abgeben können, was einer Übersteuerungsreserve von knapp 40 dB entspricht. Durch besonders sorgfältigen Abgleich der verschiedenen Frequenzkompensationsglieder wurde dies bis zu einer Frequenz von 20 kHz bei einem Klirrfaktor von 0,01 % bis 0,02 % erreicht. Hieraus resultiert der äußerst niedrige Gesamtklirrfaktor, der weit über den Niederfrequenzbereich hinaus ausgedehnte Übertragungsbereich und das sehr gute Impuls- und Rechteckübertragungsverhalten, wie die Rechteckkurven bei 100 Hz (*Bild 4*) und 5 kHz (*Bild 5*) zeigen. Auch der Ausgangsverstärker kann diese Maximalspannung abgeben, die aber dann durch den Ausgangsabschwächer bereits in der 0 dB – Stufe auf ca. 6 Volt herabgeteilt wird. Der Ausgangsabschwächer hat in allen fünf Stufen einen Innenwiderstand von 606 Ohm.

Durch die Verwendung von Metallfilmwiderständen mit 1 % Toleranz und Ausmessen der Kondensatoren auf etwa 1 %, konnte die geringe Abweichung der Phonoentzerrerkurve von weniger als 0,1 dB von der RIAA-Kennlinie erreicht werden. Die Benützung von Metallfilmwiderständen ist zumindest im Eingang wegen des erheb-

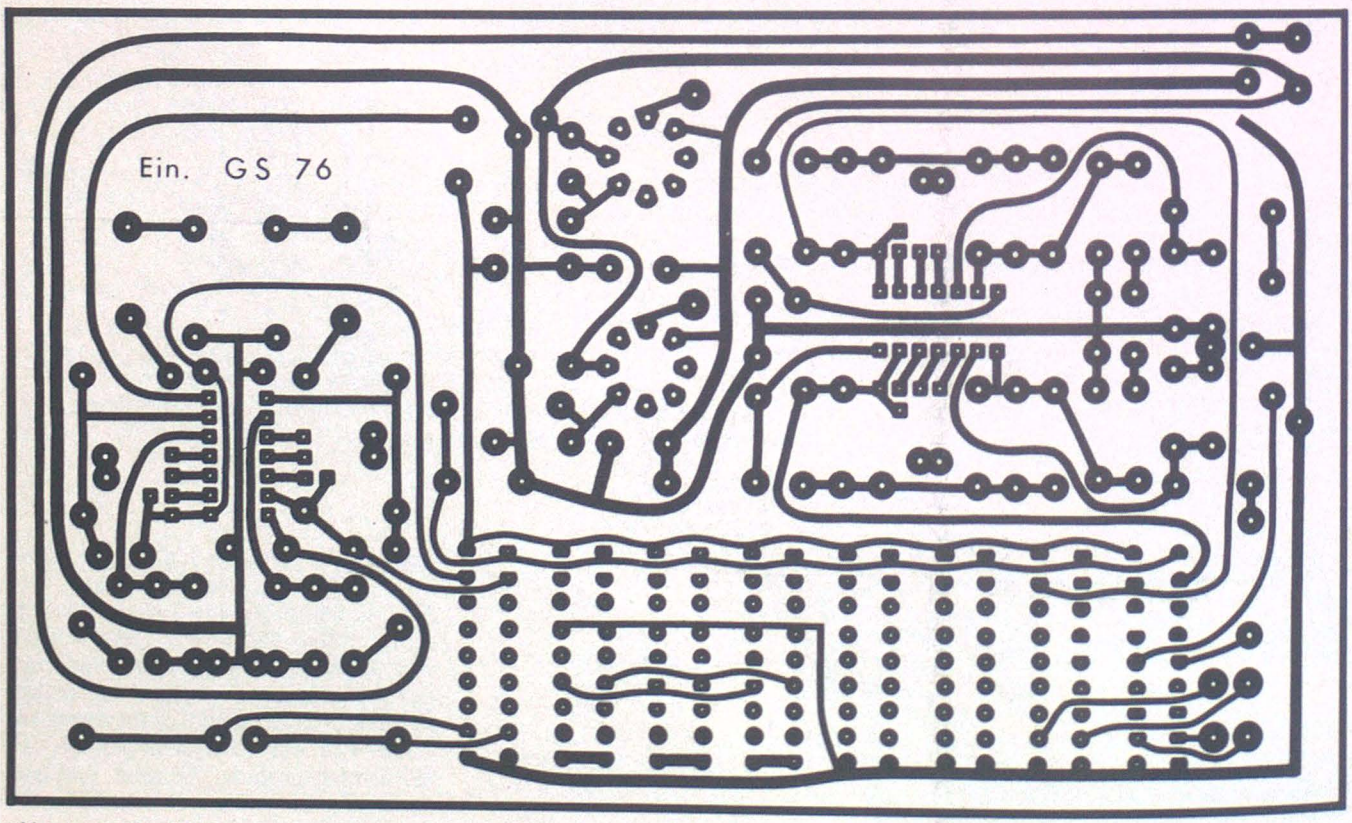


Bild 8. Layout der Platine 1

lich günstigeren Rauschverhaltens gegenüber Kohleschichtwiderständen von Vorteil. Für den Tonband-DIN-Ausgang wurde ein Kompromiß gefunden, der für die meisten Anwendungsfälle gute Ergebnisse ermöglichen wird. Die Vorpegelregler aller Eingänge erlauben eine optimale Anpassung der Verstärkerempfindlichkeiten an die verschiedenen Signalquellen. Die gewählte Form der Vorpegelregelung hat eine Abhängigkeit der Eingangswiderstände von der Stellung der Vorpegelregler und auch eine geringe Abhängigkeit der Fremdspannungsabstände zur Folge.

Der Kopfhörerverstärker hat eine Verstärkung von mehr als fünfzigfach und kann so auch bei sehr schwachen Eingangssignalen oder sehr weit zurückgedrehtem Lautstärkeregler alle üblichen Kopfhörer optimal aussteuern.

Eingangswahlschalter, Phonoentzerrer, Universalverstärker und Impedanzwandler

Bis auf den Eingangsimpedanzwahlschalter des Phonoeinganges 1 und die Vorpegelregler sind alle zum Eingangsteil gehörenden Funktionsgruppen auf der Platine 1 untergebracht (*Bild 6*). Mit Ausnahme des angewählten Einganges werden alle Eingänge, um Übersprechen zu vermeiden, auf Masse gelegt. Diese Masseverbindung wird bei den Tonbandeingängen über den jeweiligen Monitorschalter hergestellt und durch Betätigen dieses Schalters unterbrochen. Der entsprechende Tonbandeingang wird hierdurch für Monitorbetrieb freigegeben. Der Verdrahtungsplan des Monitorschalters ist in *Bild 7* gezeigt.

Beim Phonoentzerrer wurde eine möglichst genaue Entzerrung nach der RIAA-Kennlinie angestrebt. Wie für die meisten Funktionsgruppen, wurde auch für den Phonoentzerrer der Doppeloperationsverstärker SN 76 131 N von Texas Instruments verwendet. Da der Kurvenverlauf auch von der gewählten Grundverstärkung abhängt, konnte die Vorpegelregelung nicht als veränderbare Gegenkopplung ausgeführt werden. Eine gewissen Abhängigkeit der Eingangsimpedanz von der Stellung des Vorpegelreglers wurde in Kauf genommen. Sie variiert zwischen 49,3 kΩ und 51,8 kΩ. Die drei wählbaren Eingangsimpedanzen des Phonoeinganges 1 ermöglichen eine Anpassung an verschiedene Tonabnehmersysteme.

Der Universaleingang hat einen, durch Änderung der Gegenkopplung variierbaren Vorverstärker. Es kann eine Verstärkung von 2,5- bis 12fach eingestellt werden. Die verstärkten Signale der Phonoeingänge und des Universalverstärkers werden über eine Sammelschiene des Eingangswahlschalters dem Impedanzwandler am Modulausgang zugeleitet. Die Signale der Tuner- und Tonbandeingänge werden unverstärkt über die Vorpegelregler der Sammelschiene mit Impedanzwandler zugeführt. Als Impedanzwandler wird die IS µA 302 HC von Fairchild verwendet. Er ist intern frequenzkompensiert und kann mit relativ kleinen Lastwiderständen betrieben werden. Es wurden verschiedene Vorkehrungen getroffen, um das leidige Knacken der diversen Schalter zu vermeiden. Alle empfindlichen Gruppen sind über Koppel-Kondensatoren verbunden und diese wiederum, um Aufladungen zu verhindern, mit Ableitwiderständen versehen. *Bild 8* zeigt das Layout, *Bild 9* den Bestückungsplan der Platine 1.

(Fortsetzung folgt)

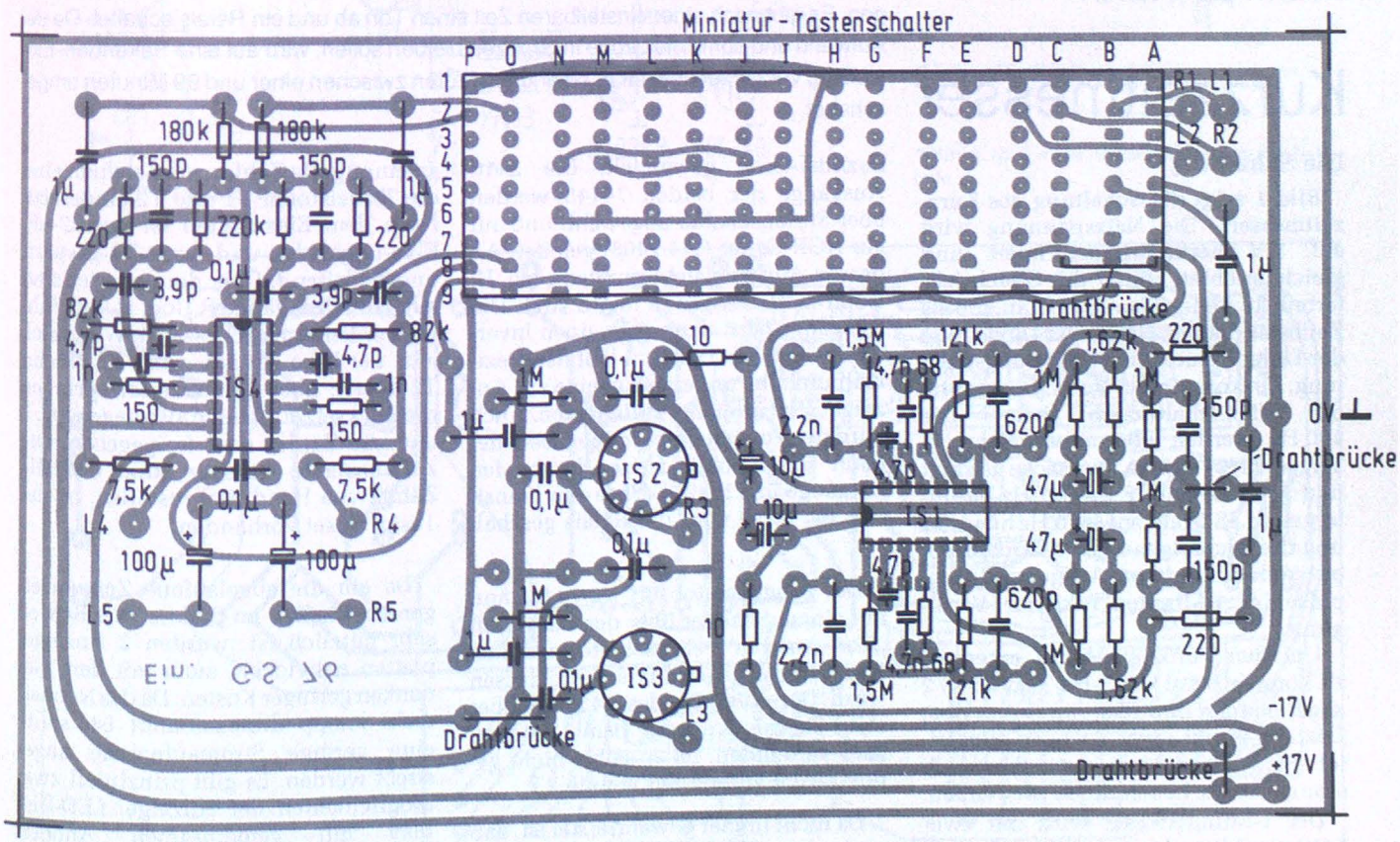


Bild 9. Bestückungsplan von Platine 1

Kontaktfreie Bremslicht-Blinkschaltung

Ein großer Teil von Auffahrunfällen passiert, weil der Folgefahrer bei einem vorausfahrenden Fahrzeug mit eingeschalteten Rücklichtern das Aufleuchten der Bremslichter übersieht. Die Gründe können ein kurzer Blick in den Rückspiegel, die Umwelteinflüsse oder eine schmutzige Heckbeleuchtung des vorderen Fahrzeugs sein. Die beschriebene Schaltung hilft durch blinkende Bremslichter solche Auffahrpannen zu vermeiden.

Das Blinken hat gegenüber einem Dauerlicht den Vorteil, daß selbst eine schwache Blinkleuchte auch bei starker Umgebungsbeleuchtung gut erkannt wird. Beim Betätigen der Bremse muß nach einer Blinkphase aber dafür gesorgt sein, daß das Bremslicht konstant leuchtet, um z. B. Richtungssignale nicht zu überdecken. Des weiteren muß die Schaltung mit einer Hellphase der Lampen anschwingen und darf keine Verzögerung beim Aufleuchten der Lampen zur Folge haben. Der Übergang vom Blinken auf stetiges Leuchten der Bremslichter erfolgt am besten derart, daß sich die Blinkfrequenz immer mehr verlangsamt, bis die Leistungsendstufe ständig durchgeschaltet ist. Eine Blinkzeit von 2...3 Sekunden ist dafür eine sinnvolle Zeit.

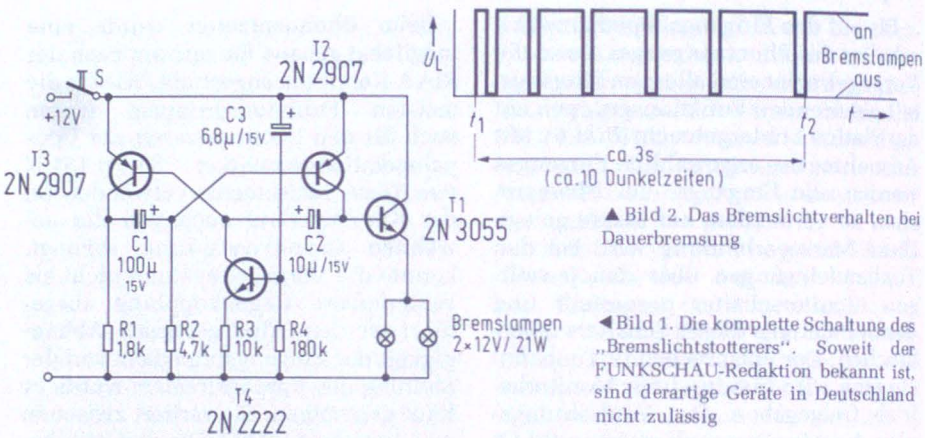
Als Blinkerschaltung wurde eine einfache Multivibratorschaltung mit nachgeschaltetem Leistungsverstärker verwendet. Die Schaltung der Lampensteuerung zeigt *Bild 1*.

Der Übergang vom Blinken auf stetiges Leuchten wurde mit einer Zeitschaltung realisiert. Der Transistor T 4 stellt einen zeitabhängig veränderlichen Widerstand dar und verlängert die Hellphase der Bremsleuchten bis zum Brems-Dauerlicht.

Um zu erreichen, daß der Multivibrator immer mit einer Hellphase der Lampen anschwingt, wurde R 3 doppelt so groß wie R 2 gewählt.

Mit den Werten der Schaltung nach *Bild 1* ergibt sich ein Bremslichtverhalten wie in *Bild 2* dargestellt. Eine Bremslichtkontrollampe kann direkt parallel zum Leistungstransistor oder parallel zu den Bremslampen geschaltet werden.

E. Heyde



▲ Bild 2. Das Bremslichtverhalten bei Dauerbremsung

◀ Bild 1. Die komplette Schaltung des „Bremslichtstotterers". Soweit der FUNKSCHAU-Redaktion bekannt ist, sind derartige Geräte in Deutschland nicht zulässig

Manfred Kurth

Kurzzeitmesser

Das hier beschriebene Gerät eignet sich besonders zum Belichten von Platinenvorlagen. Es gibt nach einer einstellbaren Zeit einen Ton ab und ein Relais schaltet. Da der Aufwand und somit die Größe in Grenzen bleiben sollen, wird auf eine Sekunden-Einstellung verzichtet und nur in 1-Minuten-Stufen zwischen einer und 99 Minuten umgeschaltet.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Kurzzeitmessers. Die Netzspannung wird auf 8 V heruntertransformiert und gleichgerichtet. Hinter der Gleichrichterbrücke stehen also 100 Hz an, die als Zeitbasis dienen. Hinter der Diode folgt der Ladeelko und eine Spannungsregelung, die konstante 5 V zur Versorgung der TTL-Schaltungen liefert. Die 100 Hz werden über einen Schmitt-Trigger (1/2 7413) in Rechtecke geformt und von IS 1 und IS 2 auf 1 Hz heruntergeteilt. IS 3 teilt auf 1/10 Hz herunter und die nachfolgende IS 4 durch 6; somit stehen an deren Ausgang Q_D Impulse im 1-Minuten-Takt zur Verfügung.

Um den Funktionsablauf erkennen zu können, wird der 1-Hz-Takt an IS 2 abgenommen und über ein Gatter dem Dezimal-Punkt einer Anzeige zugeleitet. Stattdessen kann man aber auch eine getrennte Leuchtdiode verwenden.

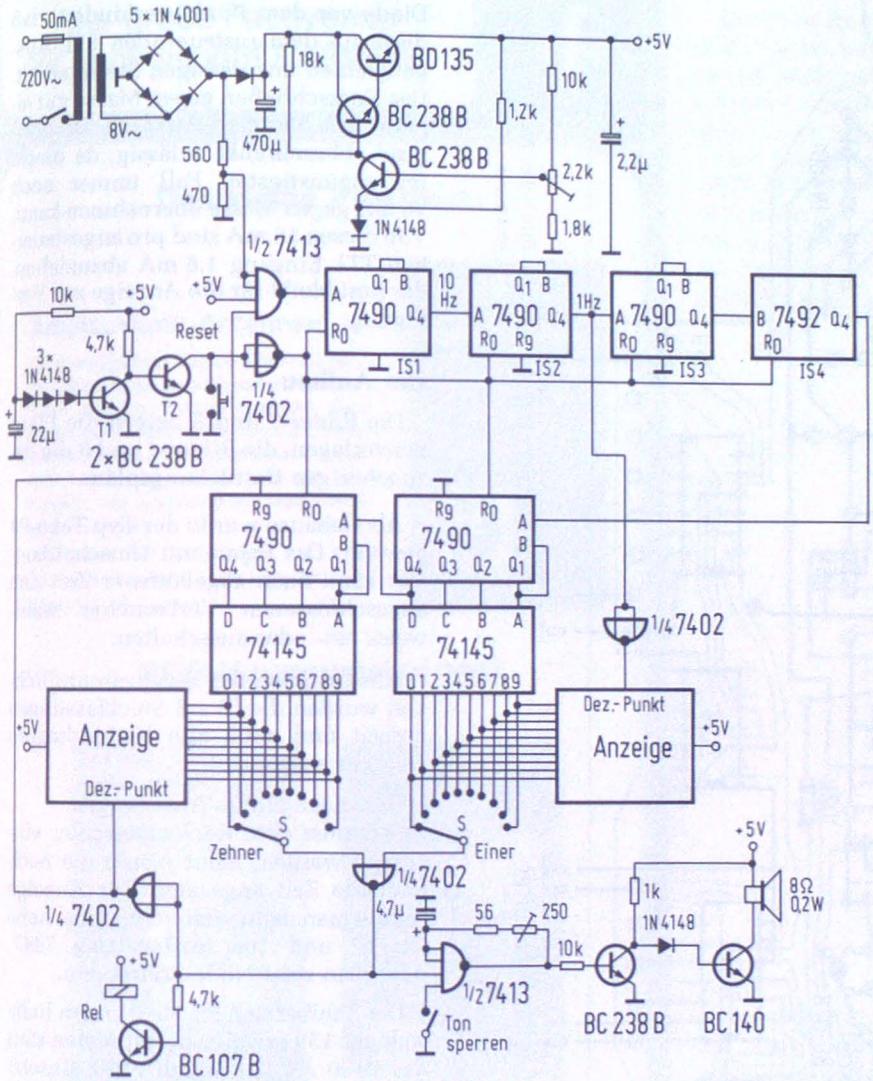
Der 1-Minuten-Takt wird mit zwei 7490 gezählt und mit zwei 74145 in den Dezimal-Code gewandelt. Die 2x10 Ausgänge der beiden 74145 werden über Stufenschalter angewählt und auf ein NOR-Gatter (1/4 7402) geleitet. An dessen Ausgang steht nur dann log. H, wenn beide Eingänge log. L sind. Der Ausgang sperrt dann über einen Inverter den 100-Hz-Takt und läßt den Dezimalpunkt der anderen Anzeige zur Anzeige „Zeit erreicht" aufleuchten. Auch wird der Tongenerator freigegeben, der dann anschwingt, wenn die beiden Eingänge log. H sind. Über den Transistor BC 107 B wird das Relais geschaltet.

Der Tongenerator mit 1/2 7413 kann mit einem Schalter über den Anschluß „Ton sperren" abgeschaltet werden, wenn dieser gegen Masse geschlossen wird. Der Ausgang des 7413 ist über zwei Transistoren mit dem Lautsprecher verbunden, da er selbst nicht genug Strom aufbringen könnte.

Da nicht immer gewährleistet ist, daß nach dem Einschalten der Betriebsspannung die Zähler auf 0 stehen, sind die Transistoren T1 und T2 eingesetzt: Nach dem Einschalten ist der 22-µF-Elko ungeladen und somit T1 gesperrt und T2 leitend. Über den Inverter sind alle Zählereingänge R_0 log. H, die Zähler werden also rückgestellt. Wenn sich jetzt der Elko auflädt, wird T1 leitend T2 sperrt; über den Inverter springen die Rücksetz-Eingänge also gegen log. L und die Zähler sind freigegeben. Die Zeitkonstante ist sehr kurz. Um alle Zähler von Hand rückzustellen, ist der Taster Reset vorhanden.

Da ein die abgelaufene Zeit anzeigendes Display im praktischen Betrieb sehr nützlich ist, wurden 2 Anzeigeplatten entwickelt, auch mit dem Gedanken geringer Kosten. Da das Netzteil recht knapp dimensioniert ist, sollte eine geringe Stromaufnahme angestrebt werden. Es gibt prinzipiell zwei Möglichkeiten der Anzeige: LED-Display mit gemeinsamen Anoden (DL 707) und Ansteuerung über 7447

mit hohem Stromverbrauch, oder Anzeigen mit gemeinsamen Katoden und Ansteuerung über Diodengatter. Diese Anzeigen sind in kleinen Typen (TLR 301, MAN 3) billig zu haben und das Ganze ist stromsparender. Die 7 Segmente und die Punkte sind über einen Widerstand mit Plus verbunden und leuchten nach Anlegen der Betriebsspannung. Die jeweils nicht benötigten Segmente werden über eine Diode kurzgeschlossen.



◀ Bild 1. Die Schaltung des Kurzzeitmessers

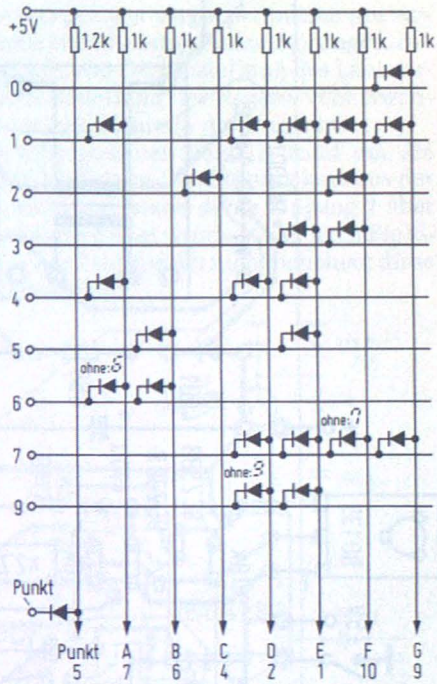
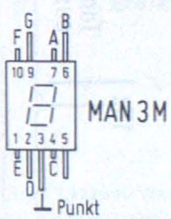
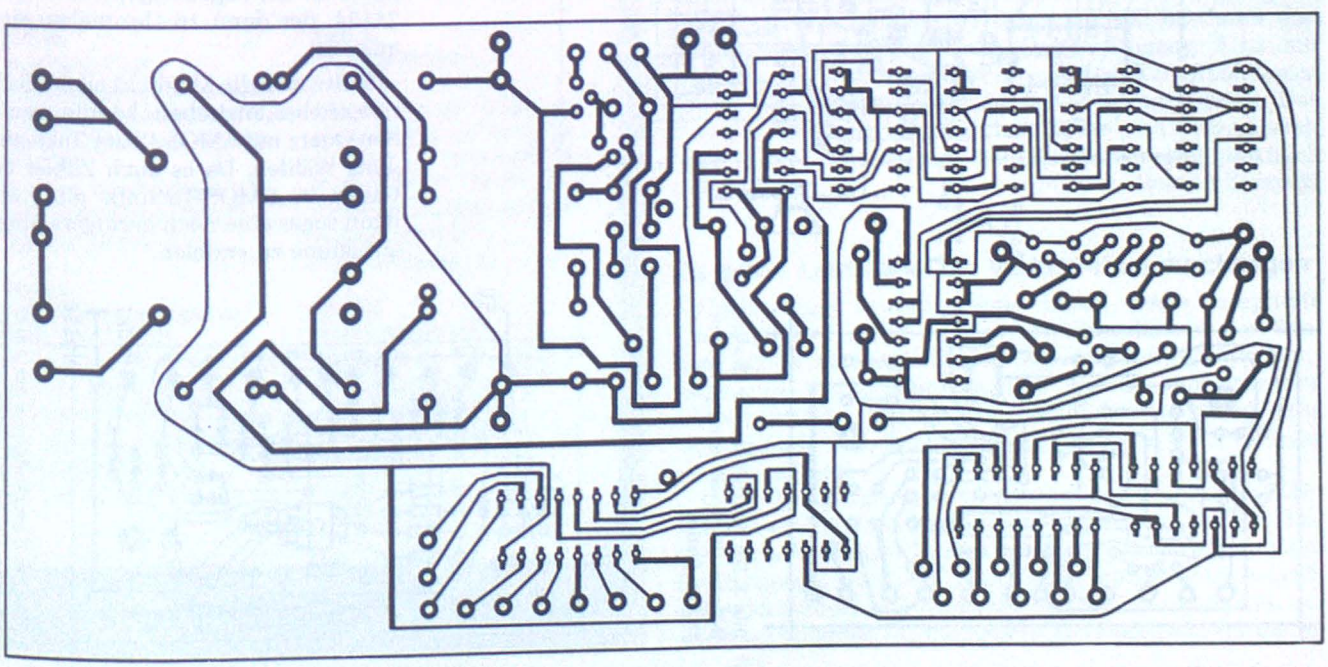


Bild 2. Die Decodierung für die Siebensegment-Anzeige.



▼ Bild 3. Die Platine. Sie beinhaltet auch den Netztrafo



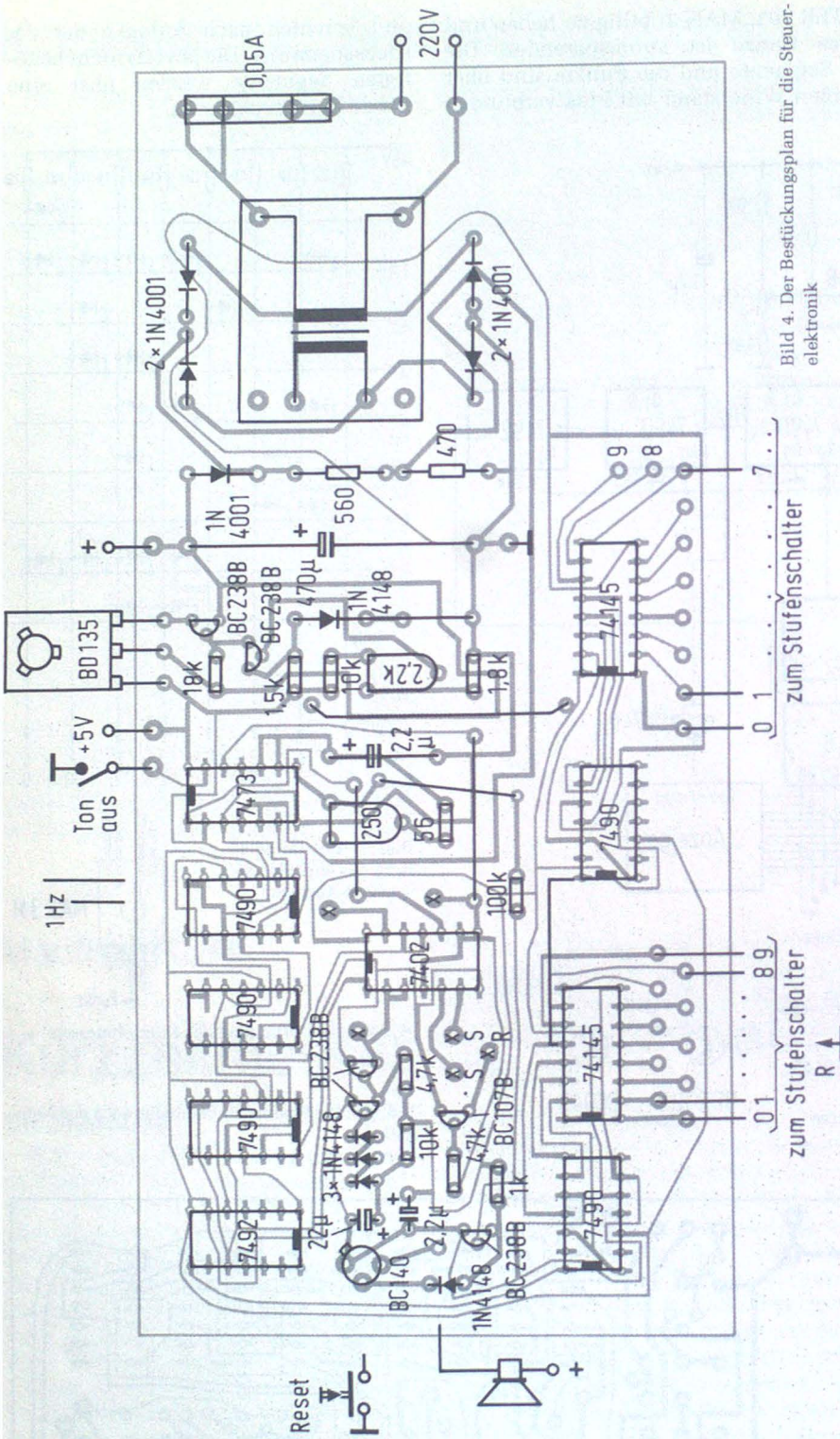


Bild 4. Der Bestückungsplan für die Steuerelektronik

Die drei in *Bild 2* besonders gekennzeichneten Dioden können je nach Geschmack weggelassen werden, es ergeben sich dann die abweichenden Darstellungen der Ziffern 6, 7 und 9. Die Diode vor dem Punkt verhindert, daß diese aus dem ansteuernden TTL-Ausgang einen unzulässigen Strom erhält. Das Kurzschließen gegen Masse mit einem TTL-Standard-Ausgang ist übrigens unbeschränkt zulässig, da dieser im ungünstigsten Fall immer noch 16 mA gegen Masse übernehmen kann. Von diesen 16 mA sind pro angesteuertem TTL-Eingang 1,6 mA abzuziehen, der Rest bleibt für die Anzeige zur Verfügung.

Der Aufbau

Die *Bilder 3* und *5* zeigen die Platinenvorlagen, die *Bilder 4* und *6* die dazugehörigen Bestückungspläne.

Als Gehäuse wurde der Typ Teko-P4 gewählt. Das Relais mit Umschaltkontakt kann nach abgelaufener Zeit den angeschlossenen Verbraucher wahlweise ein- oder ausschalten.

Aus Gründen der Servicefreundlichkeit wurden die IS auf Steckfassungen gesetzt und auch alle Verbindungen steckbar ausgeführt.

Hier noch einige Anregungen:
Es könnten evtl. Rückwärtszähler eingesetzt werden, dann würde die noch fehlende Zeit angezeigt. Zur Anzeige nimmt man dann vielleicht große, helle DL 707 und zur Ansteuerung 7447, oder man setzt Nixie-Röhren ein.

Der Zählbereich bis 99 Minuten ließe sich auf 159 erweitern, wenn man statt des 7490 als IS 6 einen 7493 einsetzt und statt des zugehörigen 74145 einen 74154, der dann 16 Dezimalausgänge aufweist.

Sollte man die Möglichkeit des Batteriebetriebes anstreben, könnte man einen Quarz mit CMOS-IS zur Takterzeugung wählen. Da es auch Zähler und Gatter in CMOS-Technik gibt, wäre dann sogar eine noch geringere Stromaufnahme zu erzielen.

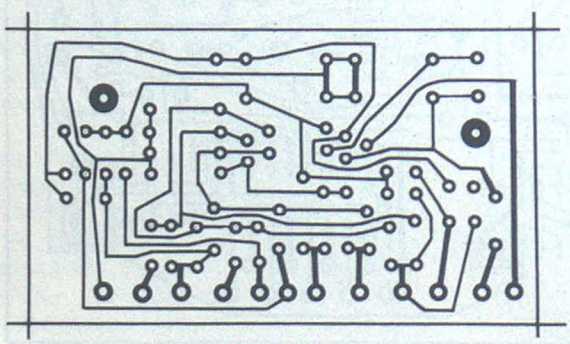


Bild 5. Die Anzeige und der Dioden-Decoder sitzen auf einer getrennten kleinen Platine

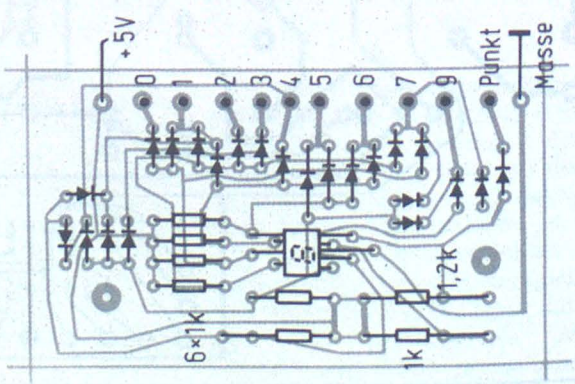


Bild 6. Der Bestückungsplan zur Anzeige-Platine. Als Dioden eignen sich praktisch alle Kleinleistungs-Typen

Hans Boßmann

Das hier beschriebene Steuergerät dient für Zeitrafferaufnahmen mit einer Filmkamera. Es zählt die Anzahl der ausgeführten Einzelaufnahmen und stoppt die Kamera bei Erreichen der vorgewählten Bilderanzahl; ein Musterbeispiel dafür, was sich alles mit billigen Taschenrechnern machen läßt.

Intervallgeber mit Taschenrechner

Neben der Bildanzahl (die dem Rechner eingegeben wird) steuert das Gerät auch den zeitlichen Abstand der Einzelbilder. Vor einer Filmaufnahme ist also wie folgt vorzugehen:

- Einschalten des Rechners
- die Eingabe muß derart erfolgen, daß die angezeigte Zahl noch eine Null hinter dem Komma aufweist z. B.: 185,0
- Eingabe des Rechenbefehls: minus 1
- Einschalten des Impulsgebers; hierbei leuchtet eine rote Leuchtdiode auf
- Einstellen des Reglers auf die Zahl der gewünschten Zeit für die Aufnahmeabstände
- Betätigen der Start-Taste

Damit beginnt der automatische Ablauf; das Aufleuchten der gelben Leuchtdiode zeigt dies an. Die grüne Leuchtdiode leuchtet auf, wenn ein Auslöseimpuls ausgegeben wird. Jetzt macht die Filmkamera eine Einzelaufnahme und der Rechner führt den eingegebenen Rechenbefehl aus, z.B.:

$$\begin{array}{r} 185{,}0 \\ -\ \ 1{,}0 \\ \hline 184{,}0 \end{array}$$

Dies geschieht nun so oft, bis die Null erreicht ist, in unserem Falle also 185mal.

Wichtig ist hierbei, daß bei Erreichen der Null der Punkt auf die letzte Stelle springt. Die Ansteuerung dieses Leuchtelementes wird zur Gewinnung des Stop-Signales benutzt.

Springt der Punkt nicht um oder wird die Null hinter dem Komma unterdrückt, wäre das Problem nicht so einfach zu lösen. Eine allerdings aufwendige Möglichkeit ist, den rechten unteren Vertikalstrich der letzten Ziffer und die beiden rechten Vertikalstriche der vorletzten Ziffer abzufragen. Leuchten diese drei Elemente nicht, bedeutet dies, daß die Zahl 2 angezeigt wird. Hier könnte man also auch ein Stop-Signal ableiten. Eine andere Möglichkeit ist die, das Minuszeichen abzufragen. Das ist natürlich nur dann einfach zu realisieren, wenn dies ganz links in der Anzeige erscheint und nicht unmittelbar vor der vordersten angezeigten Ziffer.

Bei dem von mir verwendeten Rechner handelt es sich um eine Ausführung mit Multiplexbetrieb. Um eine Trennung der Stromkreise zu erreichen wurde ein Miniaturübertrager verwendet, dies wurde natürlich auch nur durch den Multiplexbetrieb der Anzeige möglich. Mit R42 wird diese Stufe hochohmig gemacht; bei zu geringem Widerstand würden die Rechnertransistoren überlastet. Zur Kontrolle beachte man die Helligkeit des Leuchtpunktes. Eine Signalübertragung mit einem Opto-Koppler funktionierte nicht: eine Leuchtdiode parallel zum Anzeigeelement leuchtet nicht; nur die Lösung mit dem Mini-Übertrager führte zu einer zufriedenstellenden Funktion. Taster S21 ist die Starttaste. Wird sie betätigt, sperrt T22 und dann T23 (wenn vom Rechner kein Signal anliegt). Dadurch wird die Basis des elektronischen Schalters T14/T13 positiv angesteuert und schaltet die Multivibratorstufe ein. Eine Spannungsstabilisierung, hier mit ZD11 verwirklicht, sollte auf jeden Fall vorhanden sein, um eine konstante Stromversorgung des Impulsgebers zu gewährleisten. Nur so sind gleichmäßige Impulspausen bei Absinken der Batteriespannung zu erreichen.

Zu der Kopplung zwischen Filmkamera und Rechner ist zu sagen, daß die Ausführung mit Thyristor natürlich nur möglich ist, wenn die angelegte Spannung Nulldurchgänge hat; andernfalls muß man auf einen Schalttransistor ausweichen.

Wie aus *Bild 1* ersichtlich, erfolgt die Auslösung des Zählbefehls durch Überbrücken der „=“-Taste. Auch hier muß ein Versuch ergeben, ob eine Thyristorschaltung möglich ist. Außerdem

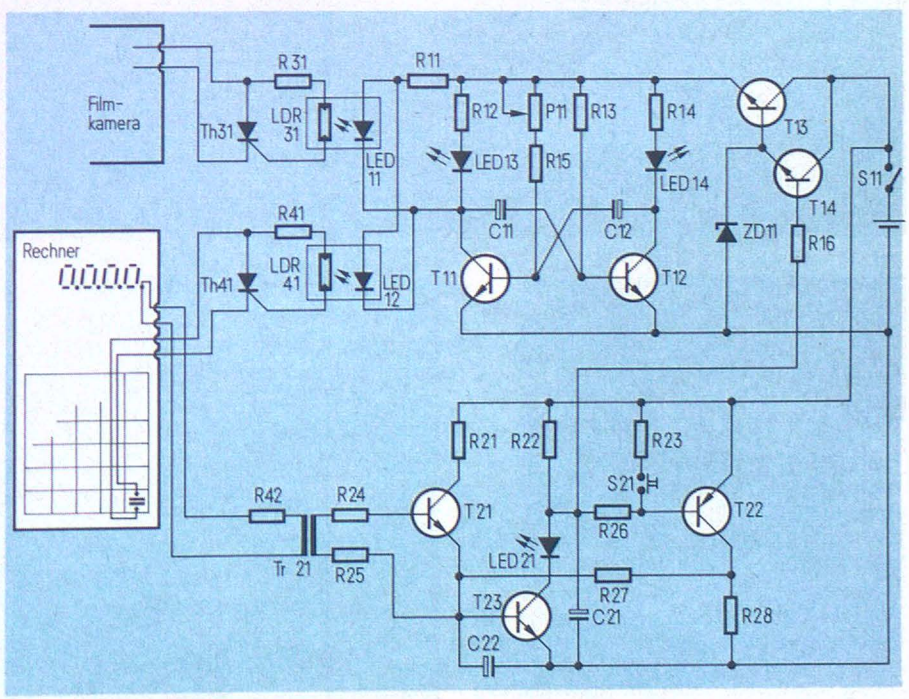


Bild 1. Die Schaltung des Intervallgebers. Der Thyristor eignet sich nur dann zur Steuerung, wenn der durch ihn fließende Kamera-Motorstrom Nulldurchgänge aufweist; andernfalls ist er durch einen Schalttransistor zu ersetzen

Bild 2. Das Gerät des Verfassers; es ist so konstruiert, daß sich der Rechner einschieben läßt

ist zu prüfen, ob der vorgesehene Rechner, vom Funktionsablauf her gesehen, für diese Zählaufgabe tauglich ist.

Die Dimensionierung der Schaltung geht aus der *Tabelle* hervor.

Zur Zeitwahl überlege man sich folgendes: Bei einer Filmvorführdauer von 10 s mit einer Geschwindigkeit von 18 Bilder pro Sekunde beträgt die Aufnahmedauer bei einem Impulsabstand von 1 min drei Stunden (!).

Eine Kaktusblüte, aus dem Dunkeln ins Sonnenlicht gebracht, öffnet sich in etwa 15 Minuten. Die erforderliche Intervallzeit beträgt also nur etwa 5 Sekunden. *Bild 2* zeigt das fertig aufgebaute Gerät des Verfassers.

Stückliste

T 11...14	BC 107	R 23	4,7 kΩ
R 11	10 Ω	R 24	22 kΩ
R 12, R 14	100 Ω	R 25	100 Ω
R 13	22 kΩ	R 26	6,8 kΩ
R 15	3,3 kΩ	R 27	22 kΩ
C 11	10 µF	R 28	560 Ω
C 12	250 µF	C 21	100 µF
ZD 11	3,9 V	C 22	20 µF
LED 11, 12	rot	LED 21	rot
LED 13	grün	Tr 21	1:1
LED 14	gelb	Th 31	BST Bo 226
T 21, 23	BC 107	R 31	2,2 kΩ
T 22	BC 177	LDR 31, 41	LDR 03
R 21	100 Ω	Th 41	MCR 2604-4
R 22	680 Ω	R 41	1 kΩ
		Batterie	6 Ω

Berichtigung (P+H)

Digitalgesteuerte Thyristorzündung

Heft 16/77, S. 745

Die Formel für die Zündfolgefrequenz muß richtig heißen: $f_{(z)} = \frac{n \times z}{60 \times 2}$

Auf Bild 4 fehlt die Verbindung von Pin 3 an die Spannungsversorgung. Bei der IS 7413 ist die Verbindung zwischen Pin 5 und 6 gezeichnet, sie muß entfallen. Dafür gehören Pin 4 und Pin 5 verbunden. Der Widerstand R 14 muß einen Wert von 390 Ω aufweisen. R 10 muß einen Wert von 1 kΩ haben.

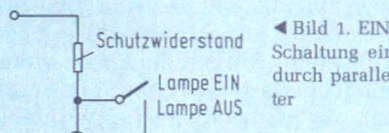
Die folgenden Schaltungsvorschläge sind gut für erste Gehversuche mit Schaltungen für Beleuchtungseffekte geeignet. Wegen der wenigen und unkritischen Bauteile sind Fehler beim Nachbau so gut wie ausgeschlossen. Wenn das Prinzip einmal verstanden wurde, sind eigene Schaltungsvarianten nicht mehr problematisch.

Horst Heyde

Zufalls-Lichtstroboskop

Das Wesentliche der Schaltung ist das bisher kaum publizierte Ausschalten einer Lampe durch einen parallel liegenden Schalter. Das Prinzip ist in *Bild 1* dargestellt. Die einfachste praktische Schaltung ist in *Bild 2* angegeben. Hier ist auch die äußere einfache Dimensionierung der Ansteuerung angegeben. Schaltungsvarianten ergeben sich durch andere Lampenleistungen, zusätzliche Dioden, Ersatz des Thyristors durch einen Triac, unterschiedlichen Diodeneinbau (bezogen auf die Polarität der Dioden), Verwendung von farbigen Lampen und Parallelschaltung von zwei oder mehr Grundschaltungen, entsprechend *Bild 3* bis *Bild 7*.

Der Name Zufalls-Lichtstroboskop wurde gewählt, da das Leuchten beziehungsweise Nichtleuchten der einen oder anderen Lampe(n) vom zufälligen Zusammentreffen der Amplituden und Phasenlage von Lampen- und Steuerspannung abhängig ist.



◀ Bild 1. EIN/AUS-Schaltung einer Lampe durch parallelen Schalter

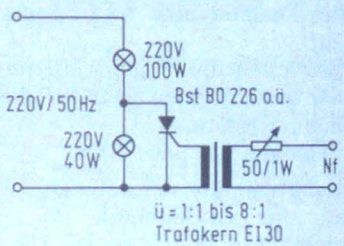
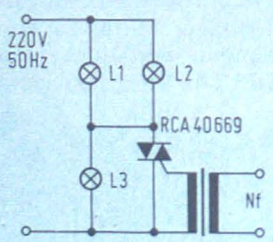


Bild 2. Grundschaltung



◀ Bild 3. Triacschaltung

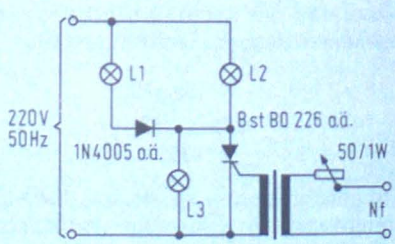
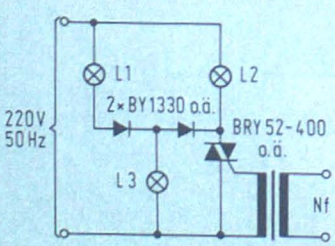
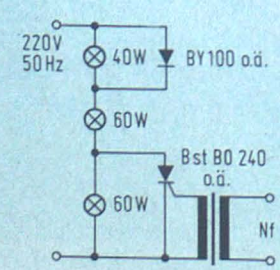


Bild 4. Thyristorschaltung



▲ Bild 5.



◀ Bild 6.

Bild 5 u. 6. Schaltungsvarianten

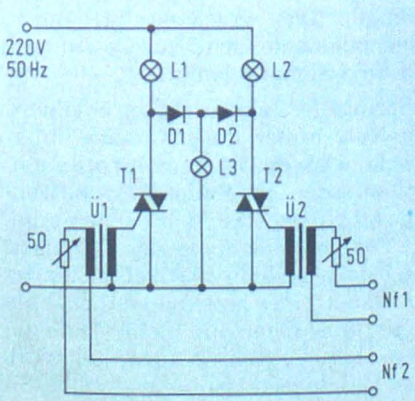


Bild 7. Doppelschaltung

Günter Simon

Im zweiten Teil dieses Beitrags beschreibt der Autor die Platinen für Rumpel- und Rauschfilter sowie die Impedanzwandler für Tonband, Lautstärke und Klangregler.

Stereo-Quadroverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

2. Teil

Rumpel- und Rauschfilter (Platinen 2 und 3)

Die *Bilder 10 und 11* zeigen die Schaltbilder der Rumpel- und Rauschfilter. In beiden Filtern werden für die Frequenzumschaltung nur die Widerstandswerte variiert. Um Schalterknakken und Instabilitäten beim Umschalten zu vermeiden, werden die Widerstände für die erste, niedrige Einsatzfrequenz fest eingebaut. Die *Bilder 12* und *13* zeigen Layout und Bestükkungsplan des Rumpelfilters auf Platine 2 und die *Bilder 14* und *15* Layout und Bestückplan des Rauschfilters, Platine 3.

Tonbandausgangs-Impedanzwandler (Platine 4)

Die Tonbandausgänge Tb 1 und Tb 2 sind als hochpegelige Spannungsausgänge mit 100 mV an 4,2 kΩ ausgelegt (*Bild 16*). Da die tatsächlichen Eingangsspannungen erheblich höher liegen als die Nenneingangsempfindlichkeiten der diversen Eingänge, sind die Spannungen an den Tonbandausgängen auch entsprechend höher. Um auch einfachere Tonbandgeräte und Kassettenrecorder anschließen zu können, ohne die Eingangsstufen derselben hoffnungslos zu übersteuern, wurde der Tonbandausgang Tb 3 als DIN- oder Stromausgang mit 1,1 mV pro 1 kΩ ausgelegt. Dem Längswiderstand mit 33 kΩ wurde zur Frequenzkorrektur ein Kondensator mit 270 pF parallel geschaltet, um den Höhenabfall beim Anschluß langer Verbindungskabel in Grenzen zu halten. Die gemessenen Werte sind der Tabelle 1 zu entnehmen. Aufnahmen mit Kassettenrecordern verschiedener Hersteller ließen keine hörbaren Übersteuerungsverzerrungen erkennen. Layout und Bestückungsplan der Platine 4 zeigen die *Bilder 17* und *18*.

Impedanzwandler mit Lautstärkesteller, Balance- Höhen- und Tiefenregler auf Platine 5

Der Impedanzwandler auf Platine 5 ist, wie Platine 1, mit dem Schaltkreis µA 302 HC von Fairchild aufgebaut und steuert niederohmig den Lautstärkeregler an. Die entsprechenden Stufen des 23stufigen Lautstärkereglers mit den dazugehörenden Widerstandswerten sind der *Tabelle 2* zu entnehmen. Bei geringeren Ansprüchen an den Gleichlauf der Lautstärkeregelung kann natürlich dieser Stufenlautstärkesteller durch ein übliches, logarithmisches Tandempotentiometer (2 x 10 kΩ) ersetzt werden.

Die Balanceeinstellung erfolgt durch Verändern der Gegenkopplung des Operationsverstärkers IS 14 und hat einen Gesamtregelumfang von 11,5 dB. Diese Form der Balanceeinstellung hat den Vorteil, daß sich die Gesamtlautstärke beim Betätigen des Balancereglers nicht ändert. Es wird ein übliches Tandempotentiometer mit 2 x 22 kΩ verwendet. Gleichlaufunterschiede des Potentiometers und dadurch verursachte Unterschiede in der Gesamtverstärkung der beiden Kanäle in der Mittelstellung des Balanceeinstellers werden mit dem 1-kΩ-Trimmpotentiometer im rechten Kanal ausgeglichen.

Das Konzept der Höhen- und Tiefenregler wurde eingangs ausführlich besprochen. Abweichend von diesem Konzept besteht natürlich die Möglichkeit, die Einsatzpunkte der Entzerrer näher zur Mitte zu verlegen. Dies geschieht beim Tiefenregler durch Ver-

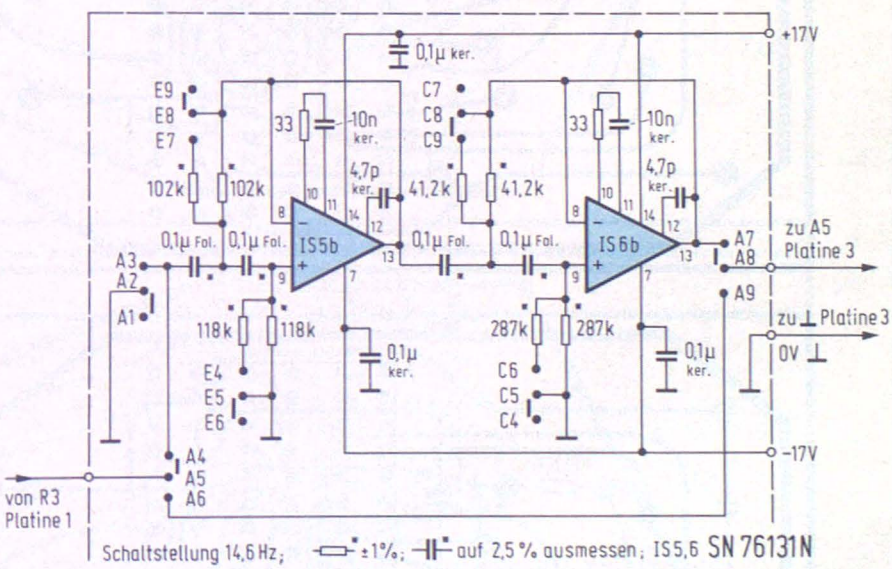


Bild 10. Schaltung des Rumpelfilters, Platine 2, rechter Kanal

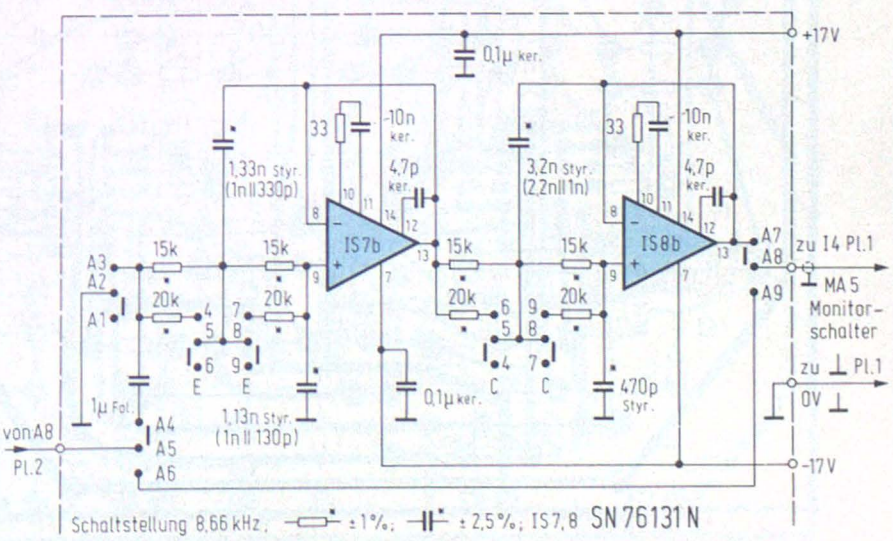


Bild 11. Schaltung des Rauschfilters, Platine 3, rechter Kanal

kleinern der beiden 22-nF-Kondensatoren. Durch Halbieren der Kapazitätswerte erhöhen sich die Frequenzen der Entzerrereinsatzpunkte um den Faktor 2. Auch beim Höhenregler verhalten sich die Einsatzfrequenzen umgekehrt proportional zum Kapazitätswert des frequenzbestimmenden Kondensators (hier 2,2 nF).

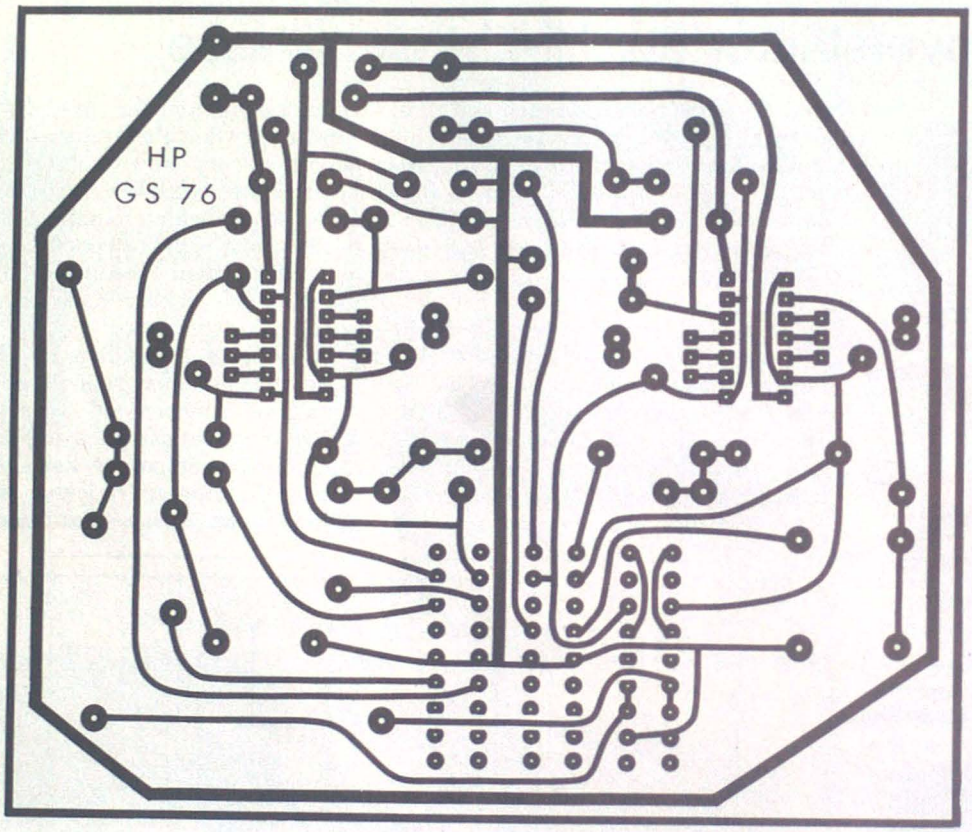


Bild 12.
Layout von Platine 2

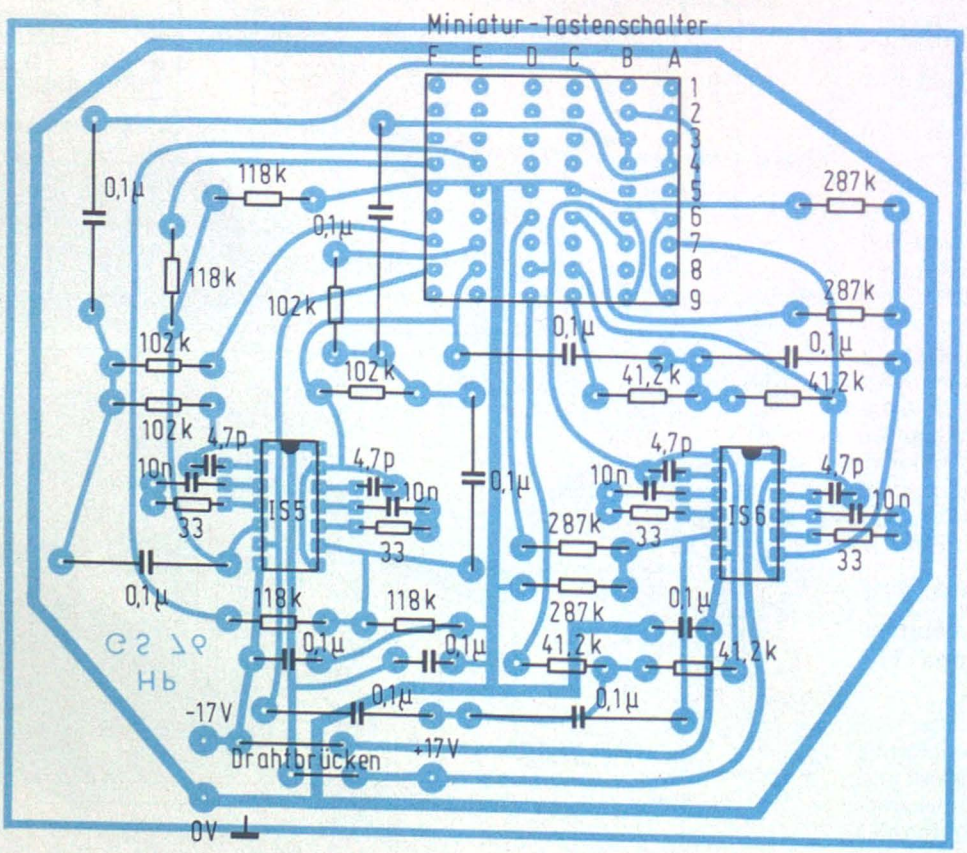


Bild 13.
Bestückungsplan von Platine 2

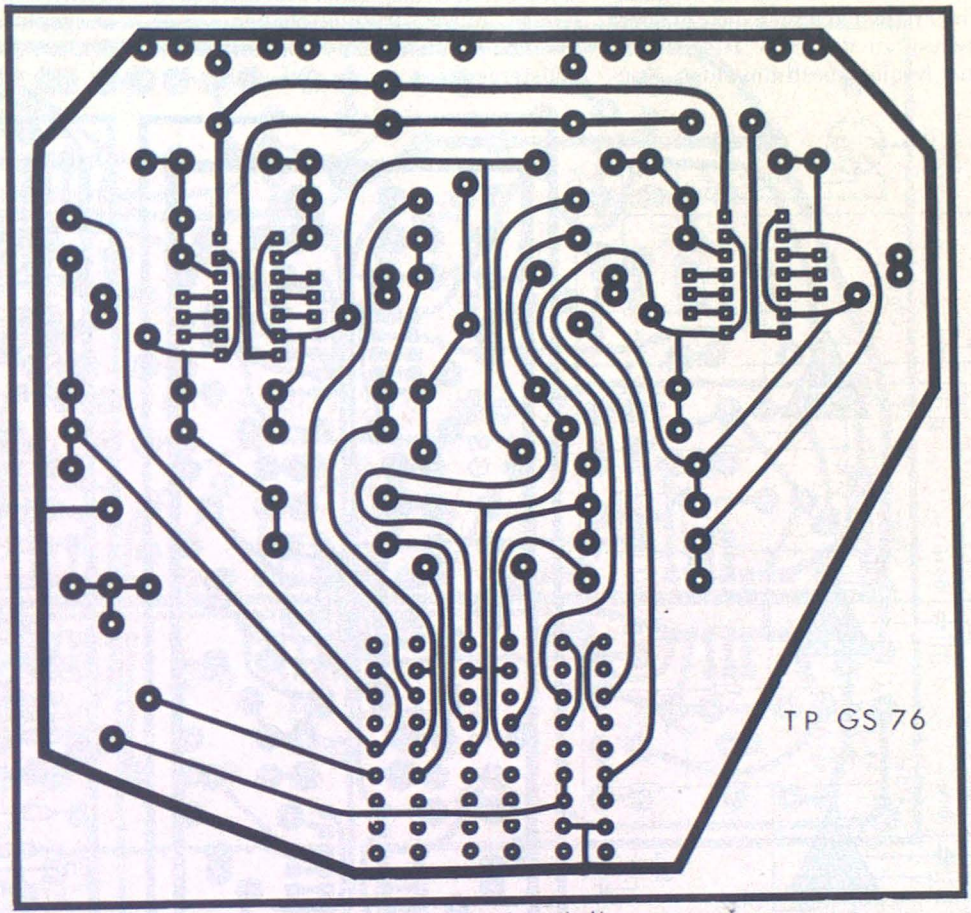


Bild 14.
Layout von Platine 3

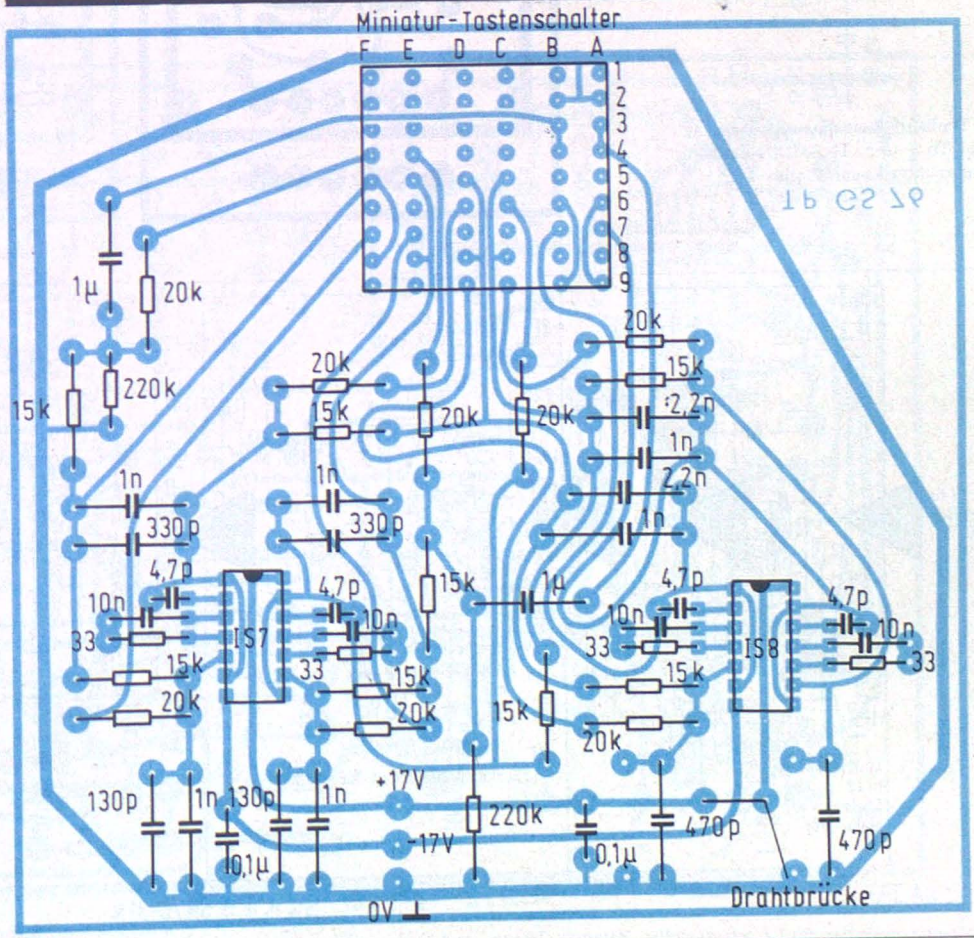


Bild 15.
Bestückungsplan
von Platine 3

Es besteht des weiteren die Möglichkeit, den Frequenzbereich der Entzerrer stufenweise zu variieren. Hierzu werden die frequenzbestimmenden Kondensatoren in der vorher beschriebenen Weise durch Parallelschalten eines zweiten Kondensators verändert. In den Mustergeräten wurde auf diese Variante verzichtet. Layout und Bestückungsplan der Platine 5 werden in den *Bildern 20* und *21* gezeigt.

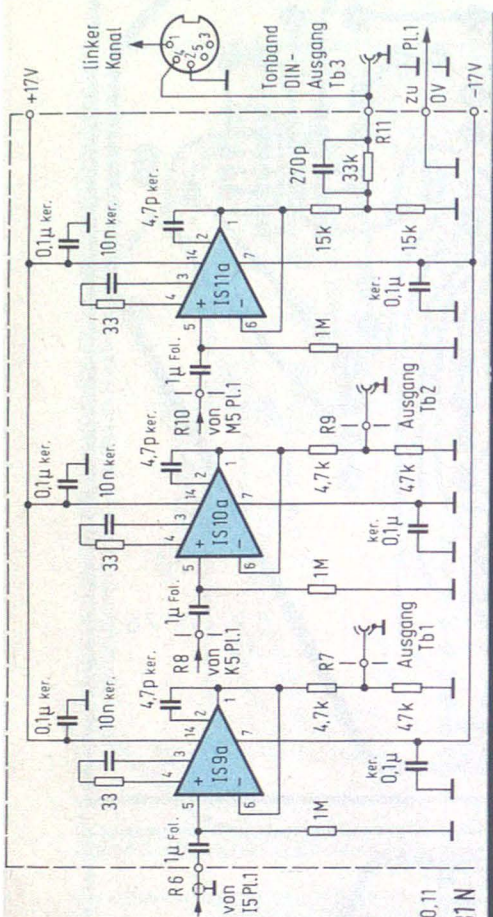


Bild 16. Tonband-Ausgangsimpedanzwandler Tb 1, Tb 2 und Tb 3 (DIN-Ausgang), Schaltung rechter Kanal, Platine 4

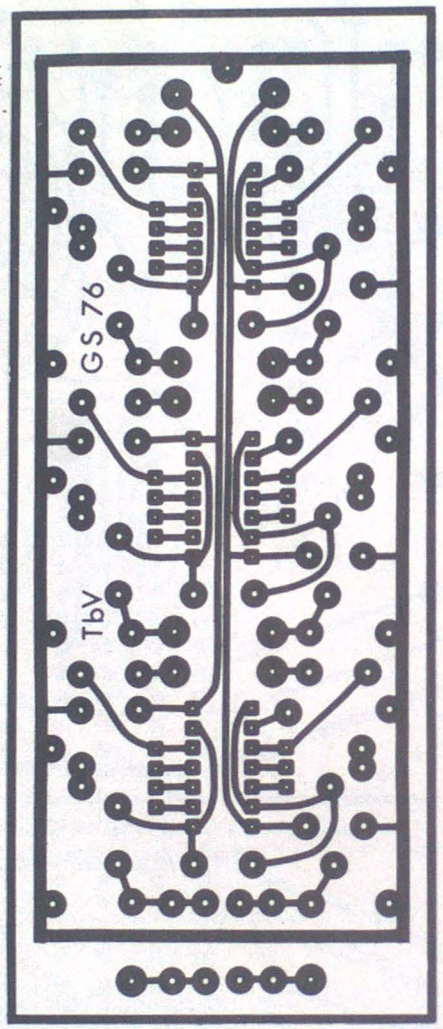


Bild 17. Layout der Platine 4

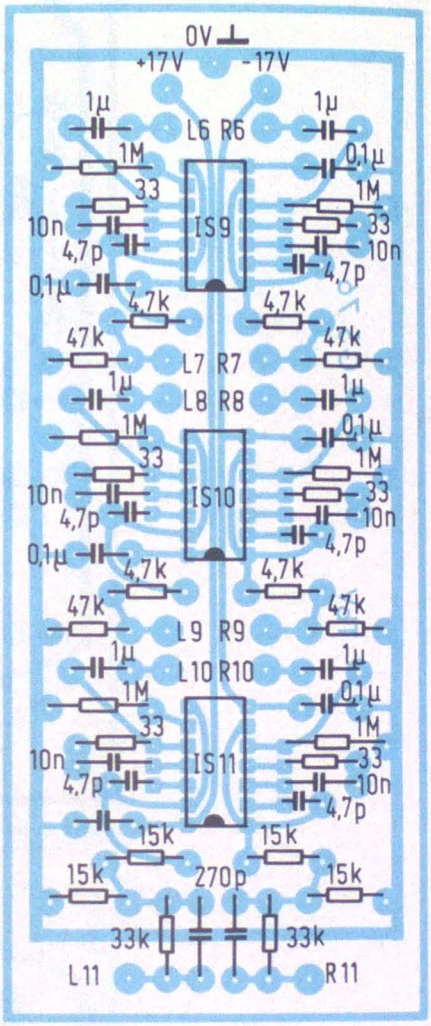


Bild 18. Bestückungsplan der Platine 4

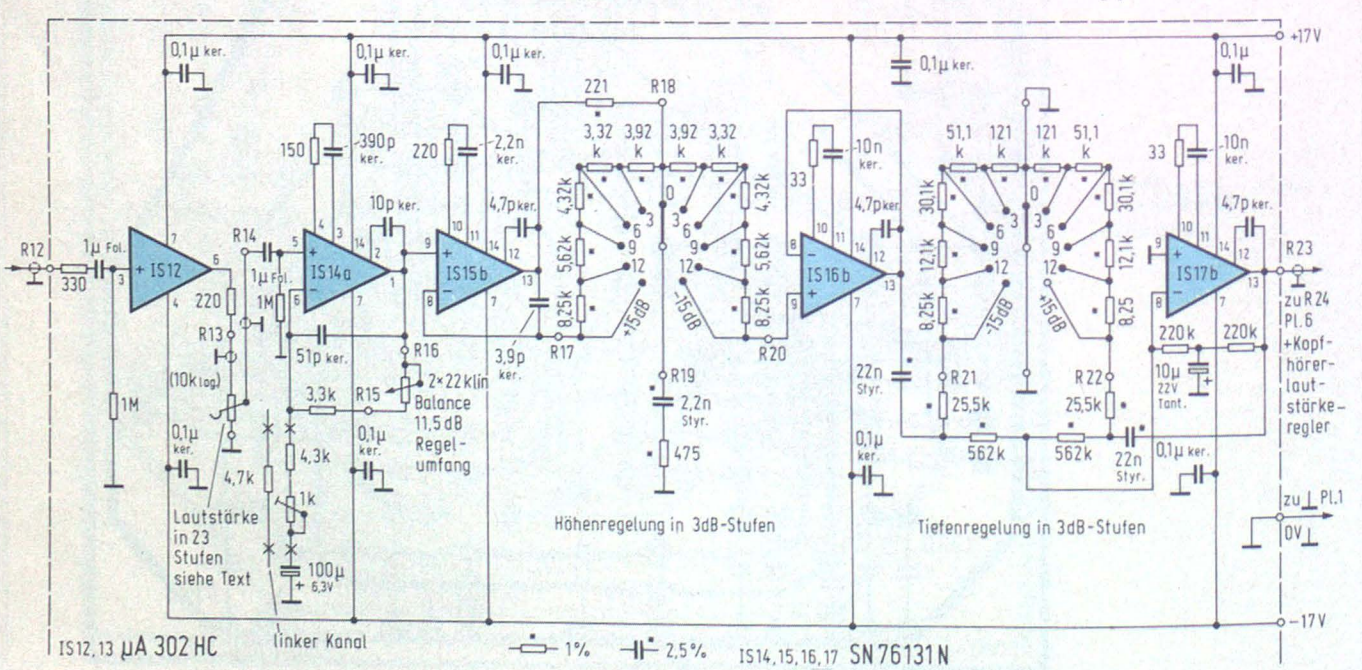


Bild 19. Impedanzwandler mit Lautstärkesteller, Balance-, Höhen- und Tiefenregler auf Platine 5, Schaltbild des rechten Kanals

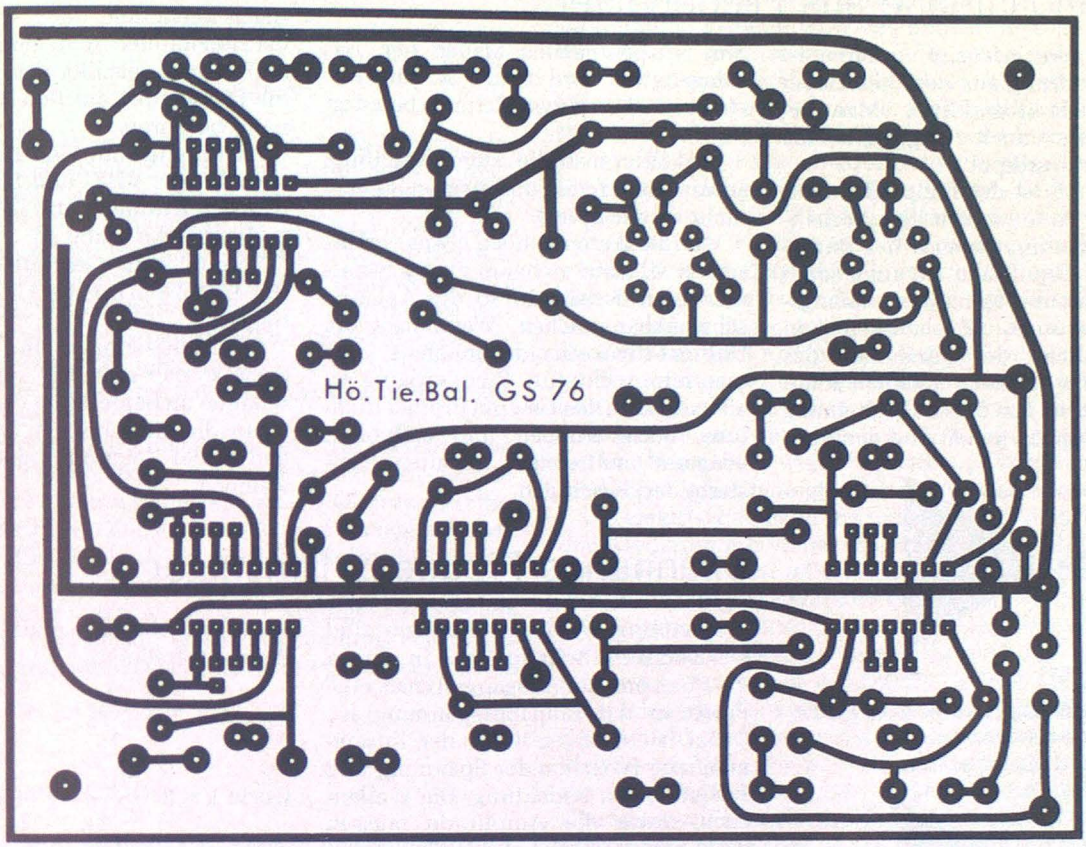


Bild 20. Layout von Platine 5

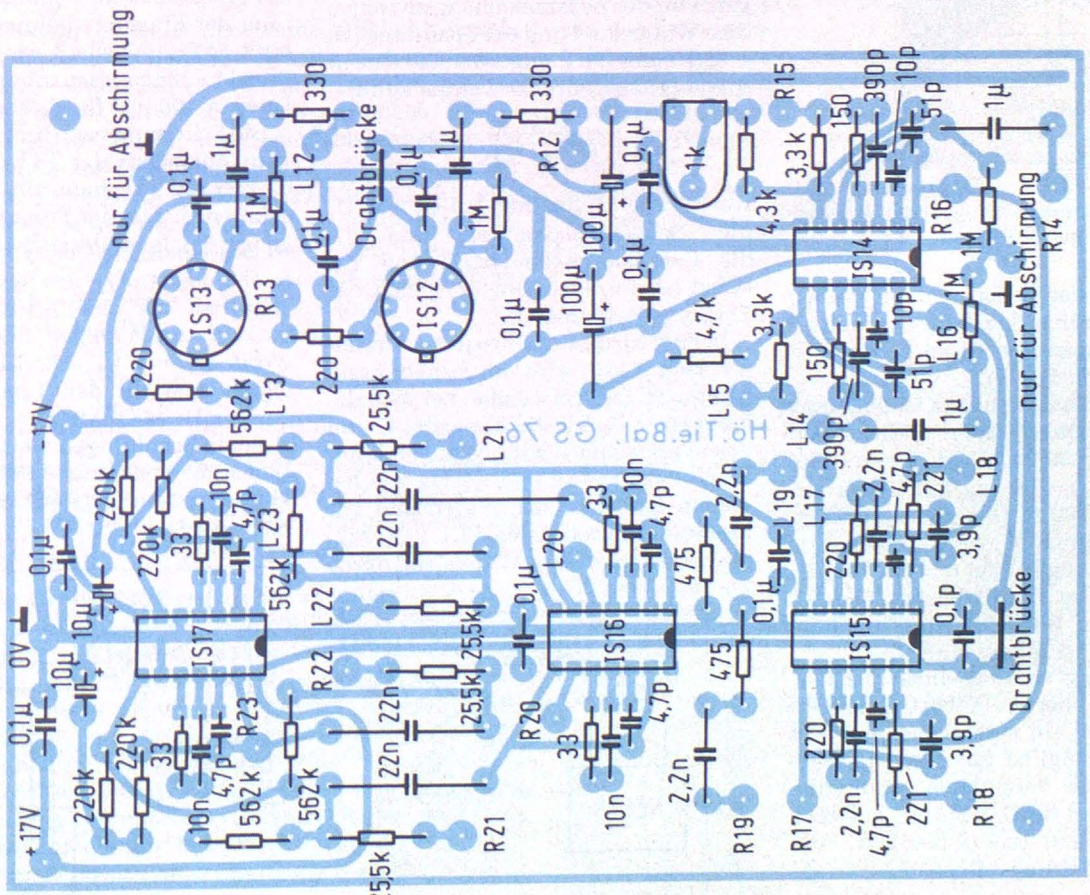


Bild 21. Bestückungsplan von Platine 5

Breitbandantenne aus Fliegengitter

Die hier beschriebene Antenne ist eine Abwandlung aus dem bekannten Doppelkegelbreitbanddipol. Man bezeichnet sie auch allgemein als „Schmetterlingsdipol".

Bekanntlich ist der Fußpunktwiderstand einer Antenne von dem Verhältnis λ/d abhängig, wobei d der Durchmesser der Dipolstäbe ist, und damit auch nur für eine bestimmte Empfangsfrequenz optimal. Bei anderen Frequenzen nimmt der Blindanteil des Widerstandes zu und verursacht somit starke Verluste. Um dieser Erscheinung aus dem Wege zu gehen und den Fußpunktwiderstand über einen großen Frequenzbereich konstant zu halten, verbreitert man den Dipol an den Enden, wie *Bild 1* zeigt.

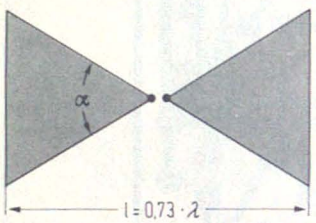


Bild 1. Die Breitbandigkeit wird durch die Verwendung großflächiger Strahler erzielt

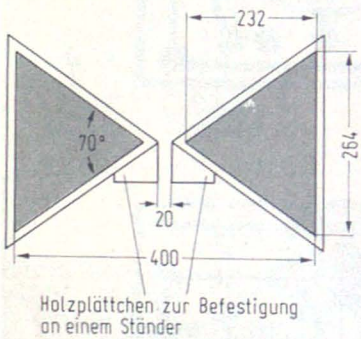


Bild 2. Ein einfacher Holzrahmen sorgt für die notwendige mechanische Stabilität

Die Fußpunktimpedanz ist abhängig vom Spreizwinkel α (*Bild 1*). Sie beträgt z. B. bei α = 30° ca. 350 Ω, bei α = 40° etwa 300 Ω, α = 50° ungefähr 250 Ω und α = 70° ca. 200 Ω. Der günstigste Winkel hinsichtlich Gewinn, Bandbreite und Anpassung beträgt α = 70°. Die Gesamtlänge des Dipols beträgt für den UHF-Bereich Bd. IV/V rund 400 mm. Der Aufbau ist relativ einfach:

Man besorgt sich aus einem Eisenwarengeschäft oder aus einem Geschäft für Gartenartikel ein entsprechend großes Stück Fliegengitter aus Messing, Aluminium oder verzinktem Stahldraht. Geeignet sind alle drei Sorten, lediglich die Preise sind unterschiedlich. Alumium ist allerdings nicht lötbar.

Sodann beschafft man sich dünne Leisten und stellt sich vier Rahmen mit den entsprechenden Maßen her. Das Fliegengitter wird dann z. B. mit Klebstoff zwischen je zwei Rahmen befestigt (*Bild 2*).

Jetzt kann man die Antennenleitung an das Gitter löten, und zwar möglichst dicht an der Spitze.

Wer die Antenne noch etwas verbessern will, kann an beide Flügel Scharniere montieren und so die Antenne schwenkbar machen. Wenn man die beiden Flügel einander annähert, kann man eine recht gute Richtwirkung erzielen und so den Gewinn in einer Richtung noch erhöhen und außerdem eventuell auftretende Schatten (Geisterbilder) beseitigen.

Wer mehr Geld ausgeben will, kann die beiden Flügel auch vollständig aus Blech herstellen. Dann wird natürlich der Holzrahmen nicht mehr benötigt. Es muß darauf geachtet werden, daß sich die Dipolenden am Befestigungspunkt nicht berühren.

Im Prinzip läßt sich diese Antenne auch für die VHF- und UKW-Bereiche bauen. Sie nimmt dann allerdings recht umfangreiche Maße an.

So müßte die Gesamtlänge bei VHF (Bd. III) 1,25 m und bei UKW 2,50 m betragen.

Die Abmessungen sind recht unkritisch, so daß sich die Antenneneigenschaften nicht merklich verschlechtern, wenn die tatsächlichen Maße von denen in der Zeichnung geringfügig abweichen.

Olaf Tech

Spannungs-Frequenz-Umsetzer

Spannungs-Frequenz-Umsetzer sind elektronische Schaltungen, in denen die Frequenz des Ausgangssignals eine Funktion der Eingangsspannung ist. Dabei ist in erster Reihe der Zusammenhang zwischen der Spannung und Frequenz von Bedeutung. Die Wellenform sowie die Amplitude müssen nicht berücksichtigt werden.

In den hier angegebenen Schaltungen wird der Zusammenhang zwischen dem Widerstand und der Spannung ($U_e = U_g$) eines FET angewendet, der in der Form ausgedrückt werden kann:

$$R = \frac{U_p^2}{I_S U_g = U_p I_S} \qquad (1)$$

wobei I_S der Drainstrom bei $U_g = 0$, U_p die Schwellenspannung und U_g die Gate-Source-Steuerspannung ist. Dabei ist die Spannung U_g gleich der Eingangsspannung U_e.

In dem Spannungs-Frequenz-Umsetzer nach *Bild 1* wird ein Funktionsgenerator SE 566 verwendet, bei dem die Frequenz f durch die Kapazität C und den Widerstand R zur Klemme 6 unter der Voraussetzung $3/4\,U_C \leqq U_{cl} \leqq U_c$ bestimmt ist. Wird der Widerstand zur Klemme 6 durch einen FET (2N4222) nachgebildet, dessen Widerstand durch Gl. (1) gegeben ist, ergibt sich für die Ausgangsfrequenz

$$f_{aus} = k_1 \frac{A}{C} U_e$$

$$\text{worin } k = 2\,\frac{U_c - U_{e1}}{U_e}\,\frac{I_S}{U_P^2}$$

und $A = (1 + R_1/R_2) \gg 1$ ist.

Der Frequenzbereich kann durch Änderung der Eingangsspannung von 1 Hz bis 1 MHz eingestellt werden. Die minimale Eingangsspannungsänderung ist etwa 100 mV für diesen Bereich.

Die Schaltung nach *Bild 2* eignet sich zum Ansteuern der TTL-Schaltungen, da hier ein TTL-Baustein 74124 eingesetzt wird. Für die Frequenz des Ausgangssignals ergibt sich

$$f_{aus} = \frac{A}{1{,}4\,k_1\,C}\,U_e \qquad (3)$$

worin $k_1 = U_P^2/I_S$ ist. Die Schaltung eignet sich für den Frequenzbereich von 5 mHz bis 5 MHz.

Beide Schaltungen weisen eine hohe Linearität von etwa 0,005 % auf und können mit einfachen Mitteln aufgebaut werden.

Kamil Kraus

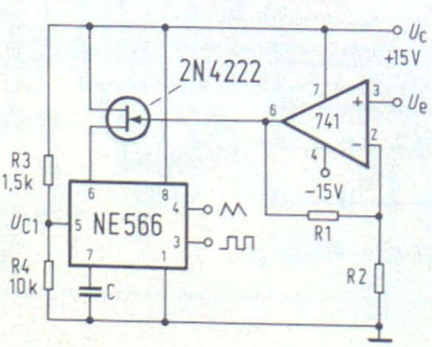


Bild 1. Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit SE 556

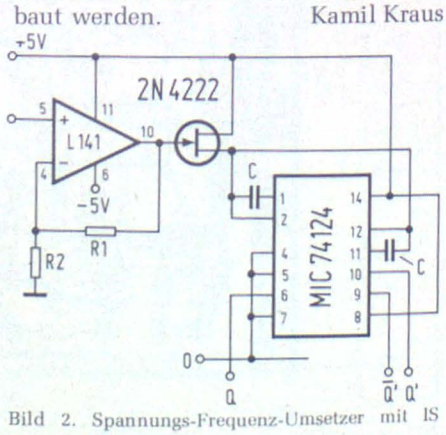


Bild 2. Spannungs-Frequenz-Umsetzer mit IS 74 124.

Ing. (grad.)
Michael Arnoldt

Die nachfolgend beschriebene elektronische Spieluhr läßt sich mit bis zu 100 Einzelschritten programmieren. Der Tonumfang ist der eines Klaviers, und die CMOS-Technik ermöglicht Batteriebetrieb. Die Taktzeit ist in weiten Grenzen einstellbar; als Tonfrequenzbasis dient ein einziger Quarzoszillator.

Elektronische Spieluhr

1. Teil

Bild 1 zeigt die Blockschaltung der elektronischen Spieluhr. Aus der Frequenz des 1-MHz-Quarzoszillators erzeugt die IS MK 50240 durch Teilung gleichzeitig alle 12 Töne der viergestrichenen Oktave. Zwei 8-Kanal-Multiplexer wählen den gewünschten Ton aus. Ein nachfolgender mehrstufiger Binärteiler liefert den Ton in den tieferen Oktaven. Die Auswahl daraus trifft ein weiterer 8-Kanal-Multiplexer. Ein einfacher Nf-Verstärker und ein Lautsprecher machen die Schwingungen hörbar.

Zur Festlegung des jeweiligen Tones und der Weiterschaltung innerhalb der Melodie dienen Programmsteuerung und Taktgeber. Bis zu 10 Dekadenteiler mit dezimal dekodierten Ausgängen (MC 14017) können in der Programmsteuerung verwendet werden. Sie sind so geschaltet, daß jeweils nur einer von max. 10 x 10 Ausgängen aktiv ist, d. h. auf H-Potential liegt.

Jeder Ausgang bestimmt einen kürzesten Einzelschritt der Melodie, z. B. eine Achtelnote. Jede Note wird durch 8 Entscheidungen (Bits) definiert; zur Auswahl des Tones (1 aus 12) werden 4 bit benötigt. Weitere 3 bit sind zur Festlegung der Oktave (1 aus 7) erforderlich. Schließlich ist noch vorzugeben, ob der jeweilige Ton eine Einzelnote (z. B. Achtelnote) oder Teil eines längeren Tones (z. B. Halbnote) ist. Jeder vollständige Ton wird kurz vor Ende der letzten seiner Einzelschritte abgebrochen. Innerhalb eines längeren Tones hingegen müssen die Einzelschritte nahtlos ineinander übergehen. *Bild 2* verdeutlicht diesen Zusammenhang. Die entsprechende Festlegung trifft das 8. Bit.

Die Programmierung der Melodie erfolgt durch eine Diodenmatrix von den maximal 100 Ausgängen der Teilerkette zu den 8 Sammelleitungen (SL) der 8 bit. Im Taktgenerator arbeitet ein Timer NE 555. Die Länge jedes Einzelschritts ist in weiten Grenzen einstellbar.

Die Tonerzeugung

Herz des Tongenerators ist die IS MK 50240 (IS 2) von Mostek. Festteiler liefern die Frequenzen der viergestrichenen Oktave, wenn am Eingang die Frequenz 1000,12 kHz anliegt. *Bild 3* zeigt die Innenschaltung der IS.

Die Funktion der Tonauswahlschaltung verdeutlicht *Bild 4*. Zur Durchschaltung der 12 Töne werden zwei 8-Kanal-Multiplexer 4512 (IS 3, IS 4) kombiniert. Die Datenselektionseingänge A1, B1, C1 und A2, B2, C2 dieser IS sind so geschaltet, daß A 1 und A2 an die Sammelleitung A, B1 und B2 an die SL B, C1 an C und C2 an D gelangen.

Durch die Variation ⟨A1, B1, C1⟩ = ⟨L,L,L⟩ ... ⟨H,H,H⟩ werden nacheinander die 8 Eingänge X0 ... X7 von IS 3 und damit die 8 Töne f^4...h^4 und c^4 nach Z1 durchgeschaltet. Solange D = C2 = L ist, schaltet IS 4 seine Eingänge X0 ... X3 nach Z2. Da X0 ... X3 einander parallelgeschaltet sind, ist in jeder möglichen Kombination A2, B2 die von IS 3 ausgewählte Frequenz auch nach Z2 (IS 4) durchgeschaltet. *Tabelle 1* stellt die beschriebenen Fälle zusammen.

Mit D = C2 = H wählen A,B und D allein die Eingänge X4 ... X7 von IS 4, d. h. die Töne cis^4 ... e^4 aus.

Die letzten 4 der 16 Kombinationen sind Wiederholungen (redundant). Die zugehörigen Schaltzustände werden daher nicht beansprucht.

In *Bild 5* ist die Gesamtschaltung zur Tonerzeugung dargestellt. Am Ausgang von IS 4 (Z2) liegt das NAND-Gatter G4 (1/4 IS 1), mit dem über die Sammelleitung H im Zustand L das Ende des Tones vor Ablauf des letzten Einzelschritts einer Note bewirkt wird. Die Funktion ist weiter unten erläutert. Als Oktaventeiler arbeitet IS 5 (4040), die aus 12 Binärteilern besteht, von denen hier nur 6 benutzt werden. Der so erzielbare Tonumfang von 7 Oktaven

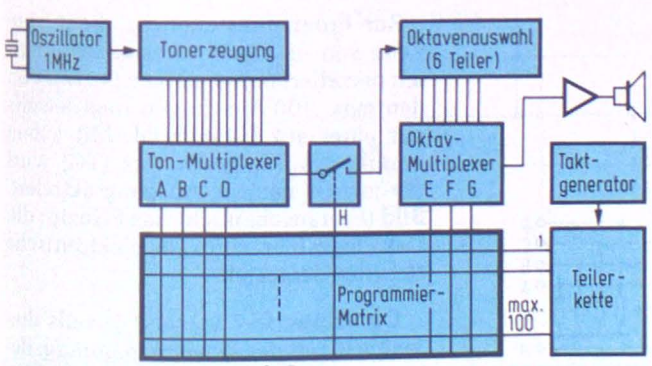


Bild 1. Blockschaltung der elektronischen Spieluhr

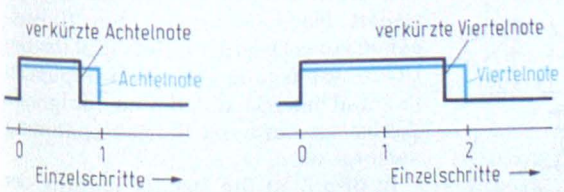


Bild 2. Zusammensetzen der Noten aus Einzelschritten

Tabelle 1. Programmierung der Töne

A	B	C	D	Z1 (IS3)	Z2 (IS4)	Ausgangston	Frequ./Hz
L	L	L	L	X0 = c^4	X0	c^4	2092,3
H	L	L	L	X1 = h^4	X1 = Z1	h^4	3953,0
L	H	L	L	X2 = b^4	X2	b^4	3731,8
H	H	L	L	X3 = a^4	X3	a^4	3521,6
L	L	H	L	X4 = gis^4	X0	gis^4	3322,7
H	L	H	L	X5 = g^4	X1 = Z2	g^4	3135,2
L	H	H	L	X6 = fis^4	X2	fis^4	2958,9
H	H	H	L	X7 = f^4	X3	f^4	2793,6
L	L	L	H	X0	X4 = e^4	e^4	2638,8
H	L	L	H	X1	X5 = dis^4	dis^4	2487,7
L	H	L	H	X2	X6 = d^4	d^4	2347,7
H	H	L	H	X3	X7 = cis^4	cis^4	2217,6
L	L	H	H	X4	X4	e^4	
H	L	H	H	X5	X5	dis^4	s. o.
L	H	H	H	X6	X6	d^4	
H	H	H	H	X7	X7	cis^4	

entspricht dem des Klaviers. Die 7 Oktavintervalle zu dem eingestellten Ton liegen jeweils gleichzeitig vor. Der Multiplexer IS 6 (4512) wählt den Ton in der durch die Potentiale an den Sammelleitungen E, F, G festgelegten Oktavhöhe aus. *Tabelle 2* stellt die Kombinationen zusammen.

Vom Ausgang Z wird das Signal über den Begrenzungswiderstand (1 kΩ) und den Abgriff des Potentiometers (500 kΩ) zum Verstärker-Transistor 2 N 1613 geführt.

Wegen der Rechteckform der Signale sind die Töne oberwellenhaltig. Auf eine Klangbeeinflussung wurde bewußt verzichtet.

Die extrem hochohmigen Eingänge A ... G sind über 56-kΩ-Widerstände mit Masse verbunden. Bei offenen Anschlüssen A ... G liegt daher automatisch L-Potential an. Der Widerstandswert selbst ist unkritisch.

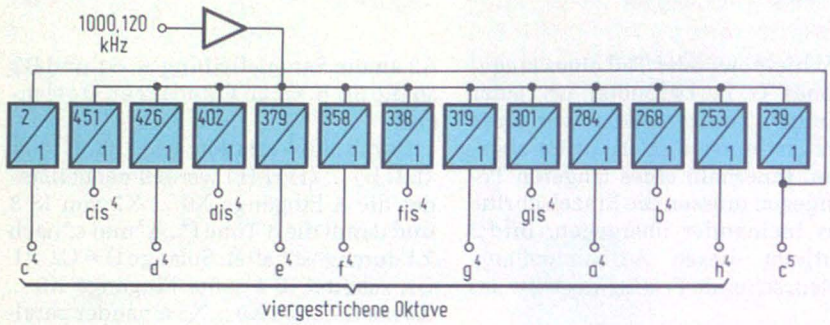


Bild 3. Innenschaltung der IS MK 50 240

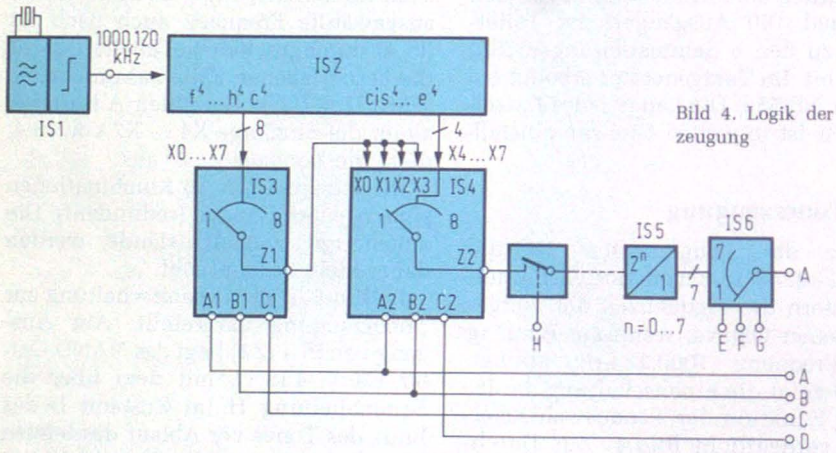


Bild 4. Logik der Tonerzeugung

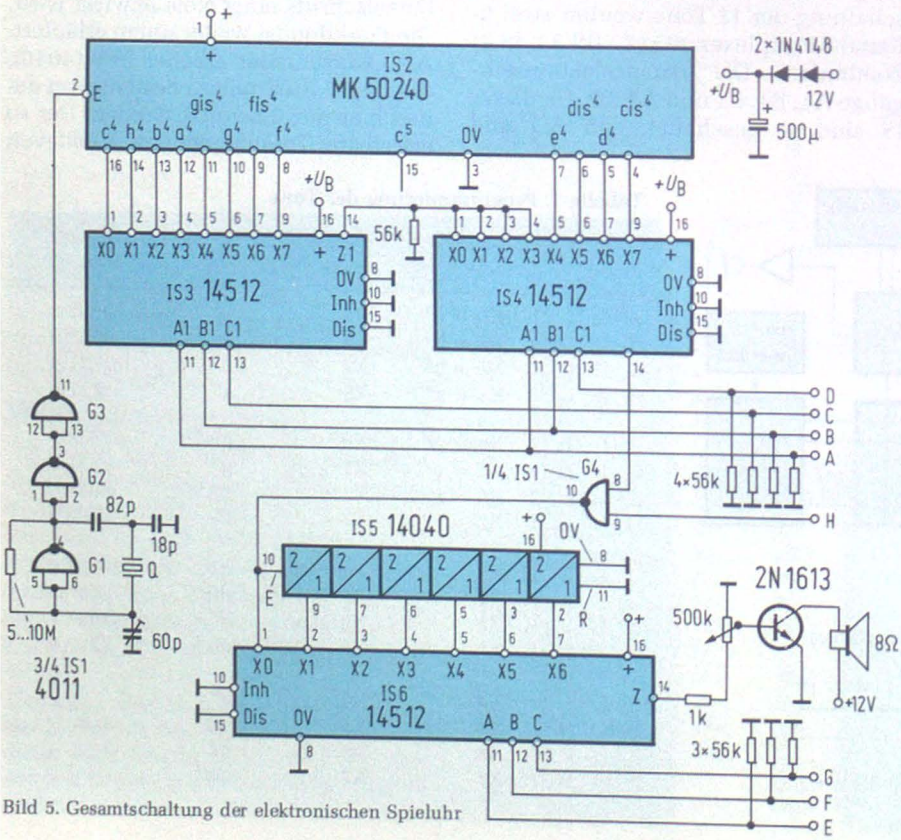


Bild 5. Gesamtschaltung der elektronischen Spieluhr

Frequenzfehler

Die Stufung der Töne ist der gleichtemperierten (gleichschwebenden) Stimmung angenähert. Zwei aufeinanderfolgende Halbtöne unterscheiden sich theoretisch um einen konstanten Faktor $12\sqrt{2} = 1{,}05946...$ Es ist leicht einzusehen, daß sich diese Stimmung nicht exakt erreichen läßt, da die sonst erforderlichen, sehr großen ganzzahligen Teilerverhältnisse der IS eine außerordentlich hohe Quarzsteuerfrequenz verlangen würden.

Der Frequenzfehler der IS MK 50240 ist bei den gewählten Teilerverhältnissen bereits hinreichend gering. Die maximale Abweichung vom Sollwert beträgt etwa +1,16‰ beim Übergang von dis nach e. Die Bezugsfrequenz soll 1000,120 kHz betragen; die Oszillatorschaltung wurde so ausgelegt, daß es mit dem Trimmer 60 pF möglich ist, einen 1-MHz-Quarz auf 1000,12 kHz zu ziehen.

Beschränkt sich der Gebrauch der Frequenzbasis auf die Steuerung einer Spieluhr, so ist die absolute Frequenzlage unkritisch. Nur die Frequenzkonstanz sollte so groß sein, daß Tonfrequenzschwankungen innerhalb weniger Durchgänge der Spieluhrmelodie nicht hörbar werden.

Die Programmsteuerung

Zur Programmsteuerung dient eine Kette von maximal 10 Dekadenteilern mit decodierten Ausgängen (4017). Von den max. 100 Ausgängen liegt jeweils nur einer auf H-Potential. Mit jedem Impuls des Taktgenerators (TG) wird der jeweils nächste Ausgang aktiviert. *Bild 6* veranschaulicht das Prinzip; die Dekadenzähler sind als elektronische Schalter dargestellt.

Der Zähler IS 7 versorgt jeweils diejenige IS mit der Betriebsspannung, deren Ausgänge aktiviert werden sollen. Über die gemeinsame Taktleitung werden alle IS mit den Taktimpulsen angesteuert. Nach Durchlauf aller 10 Ausgänge eines Dekadenteilers gibt dessen Übertragsausgang Ü einen H-Impuls an IS 7 und bewirkt, daß der nachfolgende Zähler der Kette mit Betriebsspannung versorgt wird.

In *Bild 7* ist die Detailschaltung der Programmsteuerung dargestellt. Die

Dekadenteiler der Steuerkette sind 4017; ihre Ausgänge führen zur Dioden-Matrix.

Über Widerstände 150 kΩ sind die Zählereingänge (ZE) mit der Taktleitung verbunden. Diese Widerstände sind zum Schutz der nicht mit Betriebsspannung versorgten IS erforderlich.

Die Betriebsspannung erhält IS 9 über den als Emitterfolger geschalteten Transistor T1. Nach dem Einschalten der Betriebsspannung nimmt IS 7 zunächst einen beliebigen Zählerstand an. Der Kondensator 10 nF liefert an den Rückstelleingang R einen positiven Impuls und stellt IS 7 auf den Zählerstand Null. Damit wird dessen Ausgang „0" = H und T1 schaltet durch. IS 9 wird mit Betriebsspannung versorgt. Der über 10 nF mit dem Rückstelleingang verbundene Versorgungsspannungs-Anschluß liefert dabei ebenfalls einen positiven Impuls, und IS 9 wird auf Null gestellt. Damit ist als einziger der 100 Ausgänge der Ausgang mit der Nummer 00 aktiviert. Über die von ihm zu den Eingängen A ... H gelegten Dioden (max. 8) wird ein Ton ausgewählt.

Beim Eintreffen der nächsten positiven Flanke vom Taktgenerator schaltet IS 9 weiter. Wenn Ausgang „9" auf H-Potential liegt und die nächste positive Flanke vom Taktgenerator trifft, schaltet IS 9 auf Null zurück und liefert zugleich am Übertrags-Ausgang eine steigende Flanke, die über die Diode auf den Zähleingang von IS 7 wirkt. IS 7 schaltet auf den Zählerstand „1" und aktiviert IS 10 über T2. IS 9 wird gleichzeitig von der Versorgungsspannung abgetrennt. Da IS 10 ebenfalls automatisch beim Einschalten der Versorgungsspannung rückgesetzt wird, liegt zunächst ihr Ausgang „0" auf H-Potential.

Nach Durchlauf der Zählerkette und dem Ende der Melodie muß IS 7 zurückgesetzt werden. Mit dem letzten

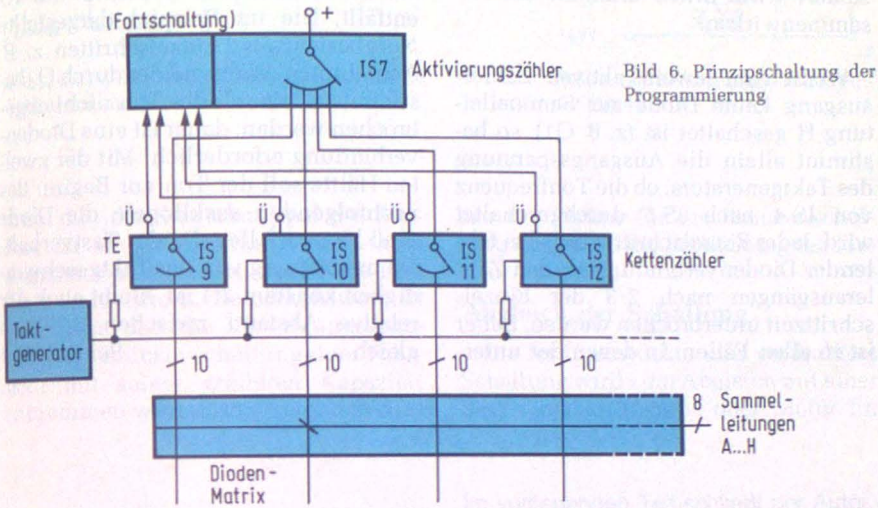


Bild 6. Prinzipschaltung der Programmierung

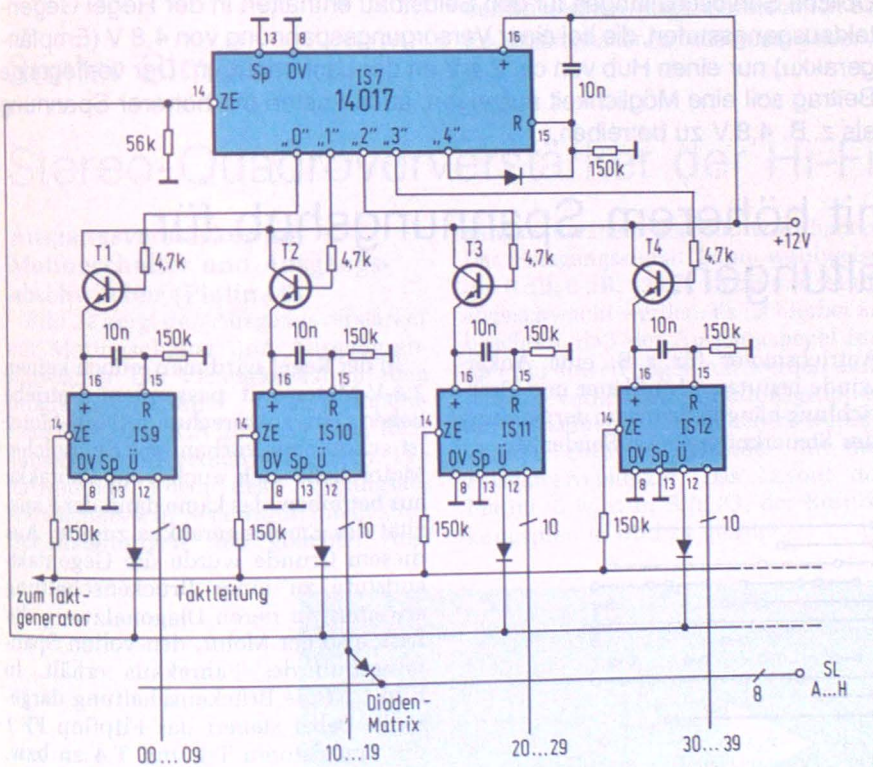


Bild 7. Detailschaltung der Programmierung

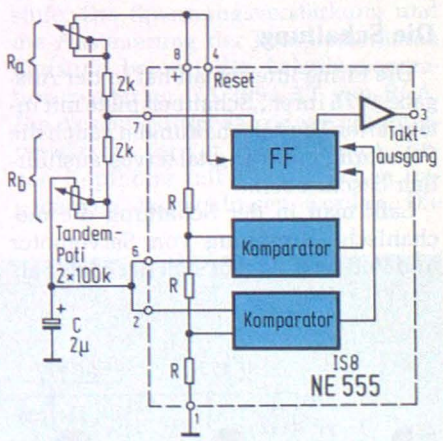


Bild 8. Innenschaltung und Belegung des Timers NE 555

Tabelle 2. Programmierung der Oktaven

E	F	G	Z	Teilerverh.	Bez. d. Oktave
L	L	L	X0	1	viergestr. Oktave
H	L	L	X1	2	dreigestr. Oktave
L	H	L	X2	4	zweigestr. Oktave
H	H	L	X3	8	eingestr. Oktave
L	L	H	X4	16	kleine Oktave
H	L	H	X5	32	große Oktave
L	H	H	X6	64	Kontraoktave
H	H	H	X7		kein Ton durchgeschaltet

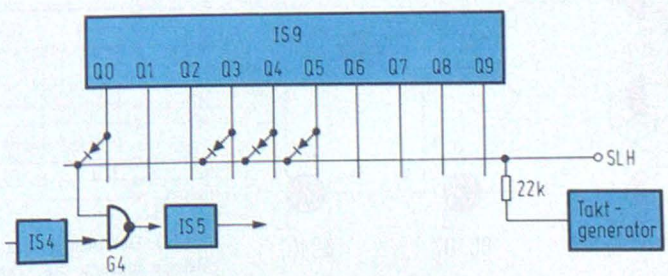


Bild 9. Prinzip der Tonendabschaltung

Übertragsimpuls (von IS 12) geht der erste freie Ausgang „4" nach H. Über eine für jedes Programm extra zu schaltende Diode wird das H-Potential von diesem Ausgang an den R-Eingang übertragen. IS 7 setzt nach Null und beginnt die Melodie von vorn.

Der Taktgenerator

Der Taktgenerator legt die Länge der einzelnen Schritte und somit auch die Länge der Melodie fest. Die Schaltung zeigt *Bild 8*. Aus noch zu erläuternden Gründen wird abgestrebt, das Tastverhältnis unabhängig von der Taktzeitkonstant zu halten. Diese Forderung läßt sich am einfachsten durch ein Tandempotentiometer erzielen. Das Tastverhältnis ist dann 2:1.

Wie oben erwähnt wurde, soll jede endende Note kurz vor Ablauf des letzten ihrer Einzelschritte unterbrochen werden. Hierzu ist als Schalter das Gatter G4 (1/4 IS 1) vorgesehen (s. Bild 5), das über die Sammelleitung H angesteuert wird. *Bild 9* erläutert das Zusammenwirken.

Wenn vom jeweils aktiven Zählerausgang keine Diode zur Sammelleitung H geschaltet ist (z. B. Q1), so bestimmt allein die Ausgangsspannung des Taktgenerators, ob die Tonfrequenz von IS 4 nach IS 5 durchgeschaltet wird. Jeder Einzelschritt würde bei fehlender Diodenverbindung zu den Zählerausgängen nach 2/3 der Einzelschrittzeit unterbrochen werden. Daher ist in allen Fällen, in denen der unterbrechungsfreie Übergang zum nächsten Einzelschritt (der meist gleichen Tonhöhe) gewünscht wird, eine Diodenverbindung vorzusehen. Der niederohmige, decodierte Zählerausgang zieht dann das Potential der SL H über die Diode nach H. Der Einfluß des TG entfällt. Die im Beispiel dargestellte Note besteht aus 2 Einzelschritten, z. B. Achtelnoten. Während der durch Q_0 bestimmten Zeit soll der Ton nicht abgebrochen werden; daher ist eine Diodenverbindung erforderlich. Mit der zweiten Hälfte soll der Ton vor Beginn des nachfolgenden ausklingen; die Diode muß hier entfallen. Da das Tastverhältnis unabhängig von der Taktgeschwindigkeit konstant 2:1 ist, bleibt auch der relative Abstand zwischen 2 Noten gleich.

Schluß folgt

Übliche Servoschaltungen für den Selbstbau enthalten in der Regel Gegentaktausgangsstufen, die bei einer Versorgungsspannung von 4,8 V (Empfängerakku) nur einen Hub von ca. 2,4 V an der Last erlauben. Der vorliegende Beitrag soll eine Möglichkeit aufzeigen, auch Lasten mit höherer Spannung als z. B. 4,8 V zu betreiben.

Wolfgang Kreinberg

Einfache Endstufe mit höherem Spannungshub für Eigenbau-Servoschaltungen.

Die Schaltung

Die Firma Intermetall hat in der Ausgabe 1975 ihrer „Schaltbeispiele mit integrierten Digitalschaltungen" auch die Schaltung eines Digitalservos ausführlich beschrieben.

Läßt man in der Schaltung die mechanische Kopplung von Servomotor und Poti weg, so läßt sich der Motor als Antriebsmotor für z. B. eine Ankerwinde benutzen. Laufdauer und Drehrichtung hängen dann von der Stellung des Steuerknüppels im Sender ab.

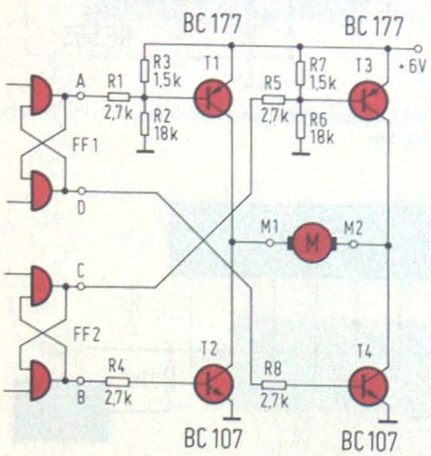


Bild 1. Schaltung der Brücken-Ausgangsstufe

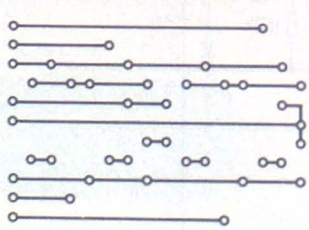


Bild 2. Passende Platine zur Brückenstufe

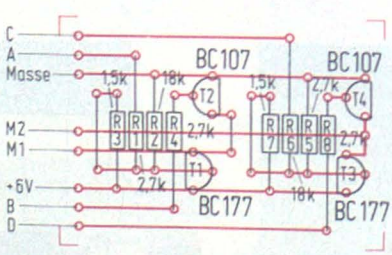


Bild 3. Der Bestückungsplan. Für höhere Motorströme müssen die Transistoren natürlich durch leistungsfähigere Typen ersetzt werden

In der Regel wird man jedoch keinen 2,4-V-Motor mit passendem Getriebe haben; ein entsprechender 6-V-Motor ist schon eher vorhanden. Ein solcher Motor ließe sich auch vom Fahrakku aus betreiben, das käme dann der Kapazität des Empfängerakkus zugute. Aus diesem Grunde wurde die Gegentaktendstufe zu einer Brückenschaltung erweitert, in deren Diagonalzweig die Last, also der Motor, den vollen Spannungshub des Fahrakkus erhält. In *Bild 1* ist die Brückenschaltung dargestellt. Dabei steuert das Flipflop FF 1 die Transistoren T 1 und T 4 an bzw. das Flipflop FF 2 die Transistoren T 2 und T 3. Im Ruhezustand der Schal-

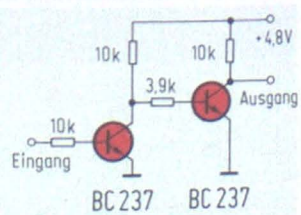


Bild 4. Diese nichtinvertierende Pufferstufe ermöglicht den Betrieb der Endstufe auch an TTL-Ausgängen

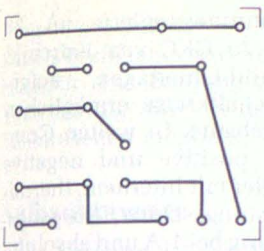


Bild 5. Die Puffer-Platine ist recht klein, so daß sie wohl überall noch unterzubringen ist

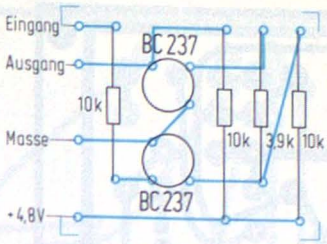


Bild 6. Der Bestückungsplan zur Puffer-Platine

tung, d.h. der Steuerknüppel des Senders ist in Mittelstellung, wird kein Transistor angesteuert, durch die Last fließt kein Strom. Bemerkenswert ist außerdem, daß die Versorgungsspannung der Brückenschaltung dem Fahrakku mit seiner größeren Kapazität entnommen wird. *Bild 2* zeigt den Aufbau der Platine für die Brückenschaltung und *Bild 3* die Bestückung der Platine.

Abgleich der Schaltung

Die fertig bestückte und verdrahtete Schaltung wird zum Abgleich mit einer Last versehen (Lampe oder Motor für 6 V) und an Stelle eines Servos an den Empfänger angeschlossen. Bei Mittelstellung des Knüppels im Sender wird das Poti zur Einstellung der Zeitkonstante in der Servoschaltung soweit verstellt, daß der Motor nicht läuft bzw. die Lampe nicht leuchtet. Bei Betätigung des Steuerknüppels muß die Lampe leuchten bzw. der Motor je nach Stellung des Knüppels rechts oder links herum laufen.

Unter Umständen ist es möglich, daß das Gerät trotz fehlerfreiem Aufbau nicht läuft. Das kann dann daran liegen, daß der Empfänger nicht in der Lage ist, die TTL-Schaltkreise zu treiben. Es empfiehlt sich daher, eine Pufferschaltung nach *Bild 4* zwischen Empfängerausgang und Servoschaltungseingang zu schalten. *Bild 5* und *Bild 6* zeigen den Aufbau der Platine sowie die Bestückung.

Im vorliegenden Teil schließt der Autor die Beschreibung seines Vorverstärkers mit den Bausteinen Ausgangsverstärker, Stromversorgung sowie dem Betriebsarten- und Equalizerschalter ab. Außerdem gibt er wertvolle Hinweise für den mechanischen Aufbau.

Günter Simon

Stereo-Quadrovorverstärker der Hi-Fi Luxusklasse (Schluß)

Ausgangsverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer (Platine 6)

Bild 22 zeigt den Ausgangsverstärker mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer. Der Verstärker ist mit dem programmierbaren Leistungsoperationsverstärker CA 3094 AT von RCA aufgebaut und verstärkt fünffach. Die aufwendige Form des Ausgangsabschwächers wurde gewählt, um in allen Schaltstellungen den gleichen Ausgangswiderstand von 606 Ω zu haben. Das Ausgangssignal kann wahlweise um 0 dB, 6 dB, 12 dB, 18 dB und 24 dB abgeschwächt werden. Es ist hierbei zu beachten, daß der Ausgangspegel immer nur soweit abgesenkt werden darf, daß die vorherigen Funktionsgruppen auf gar keinen Fall übersteuert werden können. Dies gilt besonders für den Ausgangsverstärker. Das Layout der Platine 6 wird in *Bild 23*, der Bestükkungsplan in *Bild 24* gezeigt.

Kopfhörerverstärker (Platine 7)

Der in *Bild 25* gezeigte Kopfhörerverstärker verwendet als einzige Baugruppe zwei Transistoren in der Endstufe. Die Spannungsverstärkung und die Ansteuerung der komplementären Endstufe besorgt der Leistungsoperationsverstärker CA 3094 AT von RCA. Die Ausgangsimpedanz des Kopfhörerverstärkers beträgt 100 Ω. Damit können Kopfhörer mit allen üblichen Impedanzen angeschlossen werden. Die

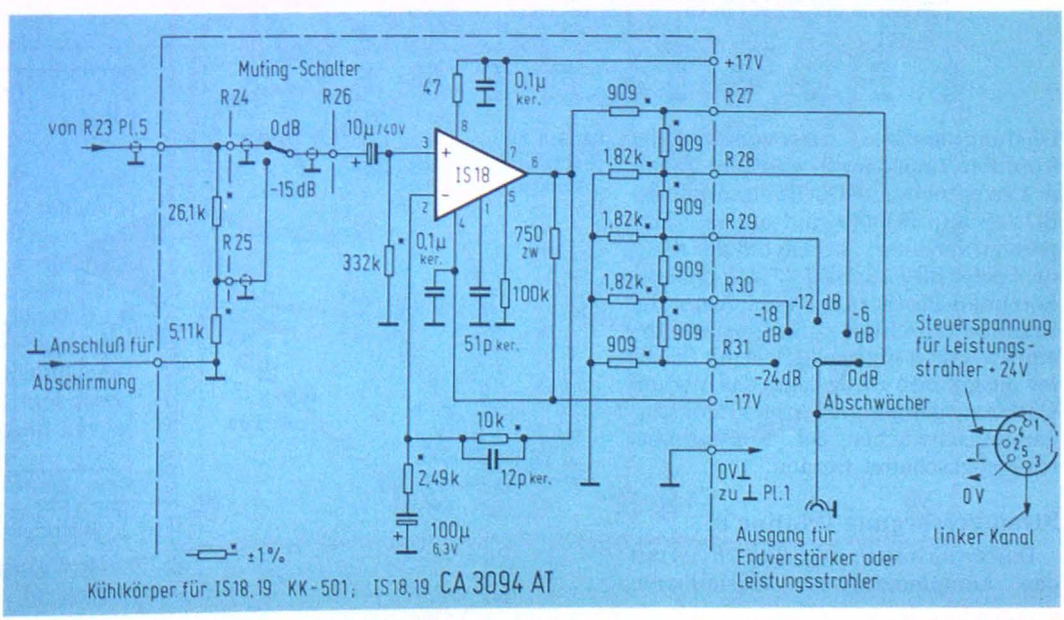


Bild 22. Schaltbild des Ausgangsverstärkers mit Mutingschalter und Ausgangsabschwächer, rechter Kanal auf Platine 6

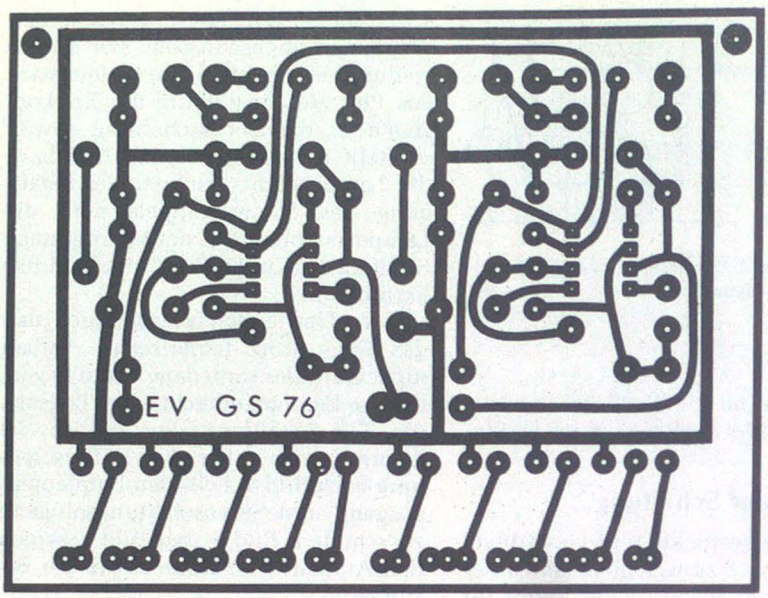
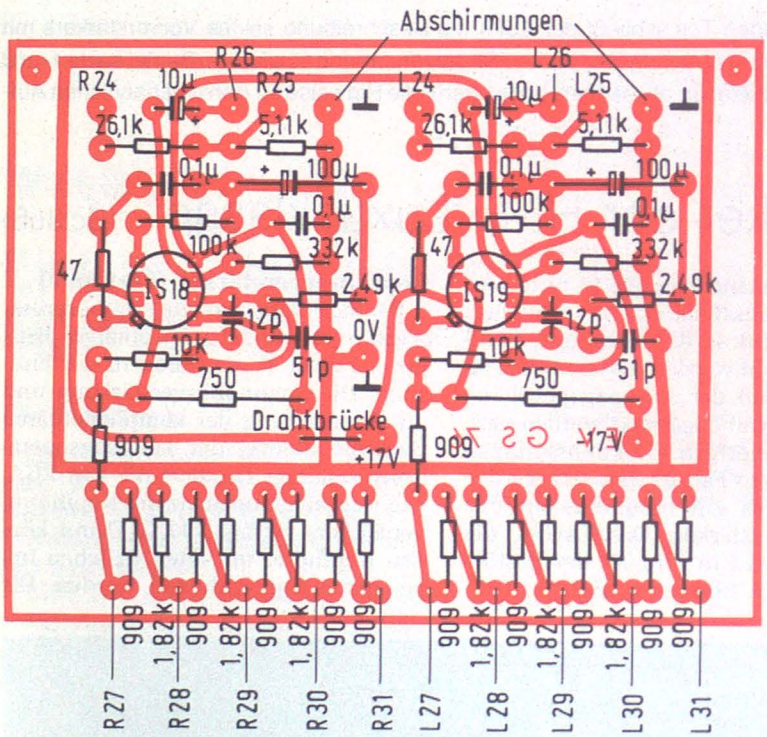


Bild 23. Layout der Platine 6



▲ Bild 24. Bestückungsplan der Platine 6

Leistungsangaben für verschiedene Kopfhörerimpedanzen sind der Tabelle 1 zu entnehmen. Die Endtransistoren BD 239 und BD 240 sind mit Kühlkörpern zu versehen. Das Layout der Platine 7 zeigt *Bild 26*, *Bild 27* den dazugehörenden Bestückungsplan. Wenn der Kopfhöreranschluß unter Verwendung einer Klinken-Einbaubuchse mit Schalter ausgeführt wird, kann das Vorverstärkerausgangssignal hinter dem Ausgangsabschwächer bei Kopfhörerbetrieb abgeschaltet werden.

Stromversorgung (Platine 8)

Die Stromversorgung (*Bild 28*) ist mit den komplementären, einstellbaren Vierpunkt-Spannungsreglern µA 78 GKC und µA 79 GKC von Fairchild nach Fairchild-Unterlagen aufgebaut. Diese Schaltkreise ermöglichen einfachst aufgebaute, in weiten Grenzen regelbare positive und negative Spannungsregler mit internem, thermischem Überlastungsschutz, Ausgangsstrombegrenzung bei 1 A und absoluter Kurzschlußsicherheit. Durch Perforation des Gehäuses muß in Netzteilnähe für Luftzirkulation gesorgt werden. Mit den 22-kΩ-Trimmpotentiometern werden die Spannungen vor Einbau des Netzteiles auf genau +17 V und –17 V eingestellt. Die *Bilder 29 und 30* zeigen das Layout und den Bestückungsplan der Platine 8. Als Netztransformator wird ein Philbertkern-Trafo mit extrem geringer Streuung und Vibration verwendet.

Zum Einschalten der Leistungsstrahler wird noch zusätzlich eine Steuerspannung von +24 V benötigt. Diese Spannungsquelle besteht nur aus einem Brückengleichrichter mit Ladekondensator und wird aus einer der beiden 18-V-Wicklungen gespeist.

Betriebsartenschalter und Equalizerschalter

Die Verdrahtung des Betriebsartenschalters der Quadroversion sowie dessen Verbindung mit dem Equalizerschalter und den Equalizer-Ein- und Ausgängen ist aus dem Funktionsschaltbild (Bild 1) zu ersehen, ebenso die Funktionen der einzelnen Schaltstellungen. Auf die Schaltstellung „Mono" wurde verzichtet, da hierfür noch zwei weitere Schaltebenen des Betriebsartenschalters notwendig wären. Für einen Stereoverstärker wird der Betriebsartenschalter entsprechend verändert. Es werden nur die Schaltstel-

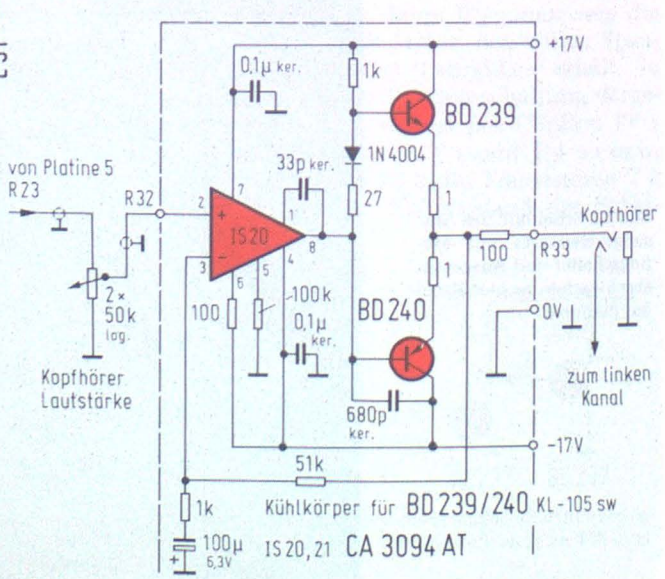


Bild 25. ▶ Schaltbild des Kopfhörerverstärkers, rechter Kanal auf Platine 7

lungen, die sich auf die beiden Vorderkanäle beziehen, verwendet. Außerdem ist auch eine Stellung „Mono" unter Verwendung eines Schalters mit vier Schaltebenen möglich.

Aufbauhinweise

Als Gehäuse ist ein Profil-Gehäuse mit den Maßen 400 mm (B), 300 mm (T) und 150 mm (H) vorgesehen. Dieses Gehäuse wird ohne Chassis geliefert, alle notwendigen Montageflächen müssen erst eingebaut werden.

Hinter der eigentlichen, sichtbaren Frontplatte wird im Abstand von 8 mm eine Front-Montageplatte angebracht, auf der alle Bauelemente der Vorderfront zu montieren sind; die Frontplatte selbst dient nur als Sichtblende (*Bild 31*). Für die gesamten Vorpegelregler und zwei Tonbandanschlüsse (DIN – Anschluß Tb 3 und der Hochpegelanschluß Tb 2) ist in der Sichtblende ein Feld ausgespart, das wiederum durch eine bewegliche Klappe verdeckt wird.

Front-Montageplatte und Rückwand sind durch zwei Vierkantstäbe miteinander verbunden. Das Gehäuse selbst ist durch zwei Montageplatten, die auf diesen Vierkantstreben montiert sind, unterteilt.

In der Quadroversion zweifach vorhandene Platinen werden entweder übereinander liegend oder nebeneinander stehend, angeordnet. Der Vierfach-Schalter für den Ausgangsabschwächer ist zwischen den beiden Ausgangsverstärkerplatinen (Platinen 6) montiert.

Die Widerstände für den Lautstärkeregler und die Höhen- und Tiefenregler sind direkt an die Drehschalter zu löten. Dies geschieht natürlich vor dem Einbau. Die Zuführungsleitungen der Höhen- und Tiefenregler sowie der Vorpegelregler sind nicht abgeschirmt. Die Vorpegelregler der Phonoeingänge sind so nah wie möglich an die beiden Phonoeingangsdrucktasten zu montieren.

Den Masseverbindungen ist allergrößte Aufmerksamkeit zu widmen. Der Massepunkt der Platine 1 wird als Zentralmassepunkt benützt. Für die Masseverbindungsleitungen vom Netzteil zur Platine 1 und von dieser zum Phonoeingang soll Kupferdraht von 2,5 mm² verwendet werden, alle anderen Masseverbindungen können als Litze von 1,5 mm² Querschnitt ausgeführt werden.

Die Abschirmungen verbindet man immer nur einseitig mit Masse, in der Regel mit dem nächstliegenden Massepunkt. Die Abschirmungen der Verbindungsleitungen von den Eingangs-

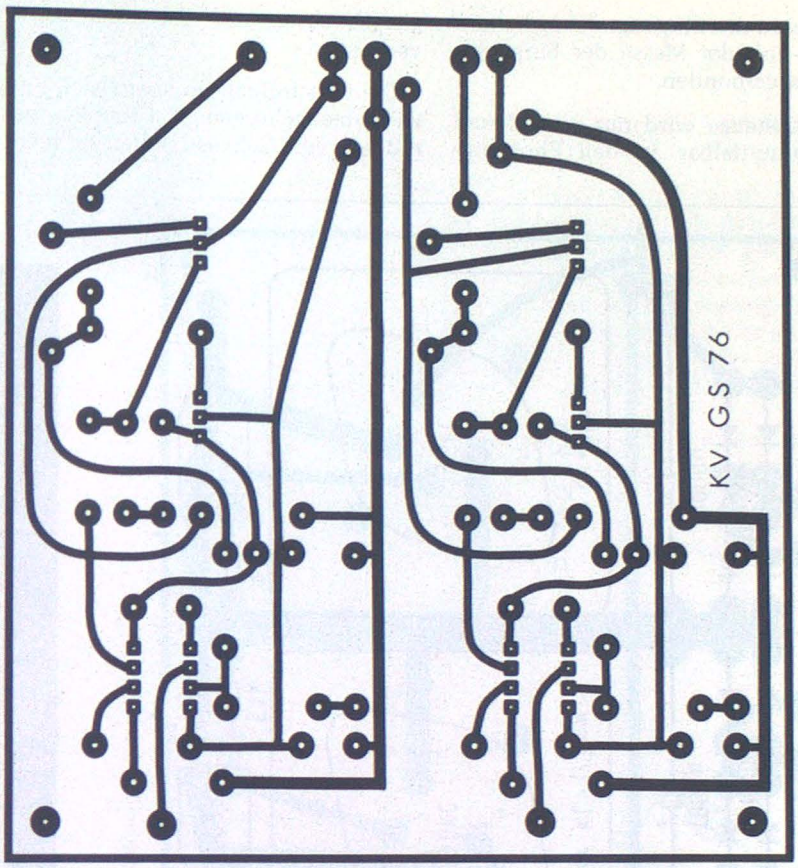


Bild 26. Layout von Platine 7

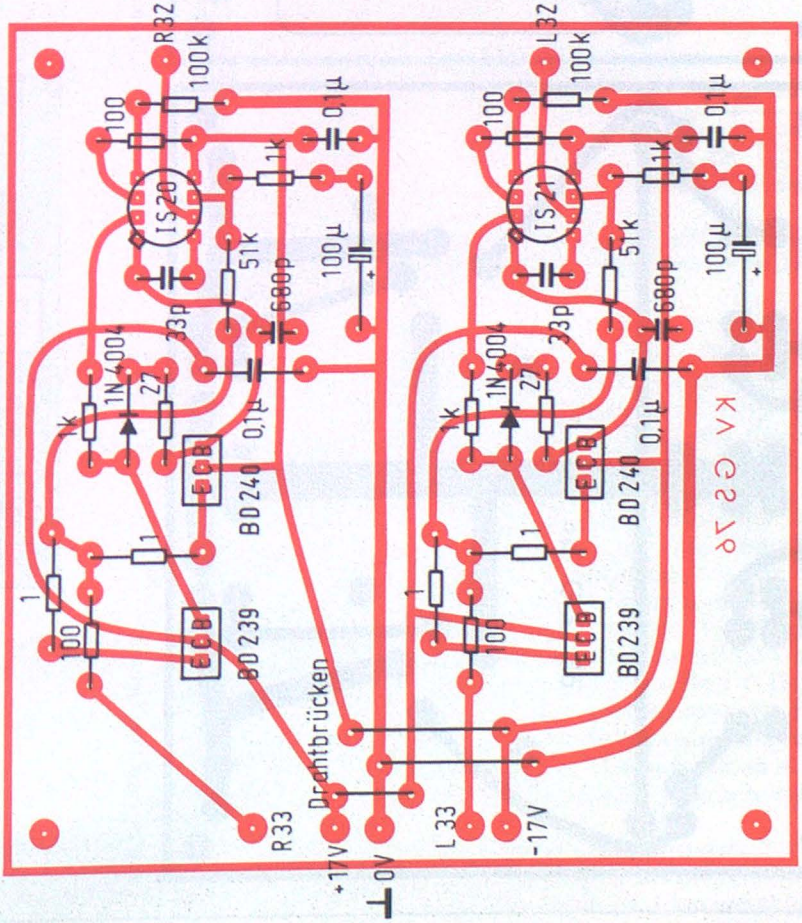


Bild 27. Bestückungsplan von Platine 7

buchsen zu den Eingangswahlschaltern werden mit der Masse der Eingangsbuchsen verbunden.

Das Gehäuse wird nur einmal und zwar unmittelbar an den Phonoeingangsbuchsen mit der Gerätemasse verbunden.

Die Cynch-Buchsen lassen sich – in zusammengehörenden Gruppen geordnet – vom Gehäuse isoliert auf nicht kupferkaschierten Epoxydharzplatten montieren.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 1976, Heft 22, Seite 66.
[2] FUNKSCHAU 1976, Heft 18, Seite 75.

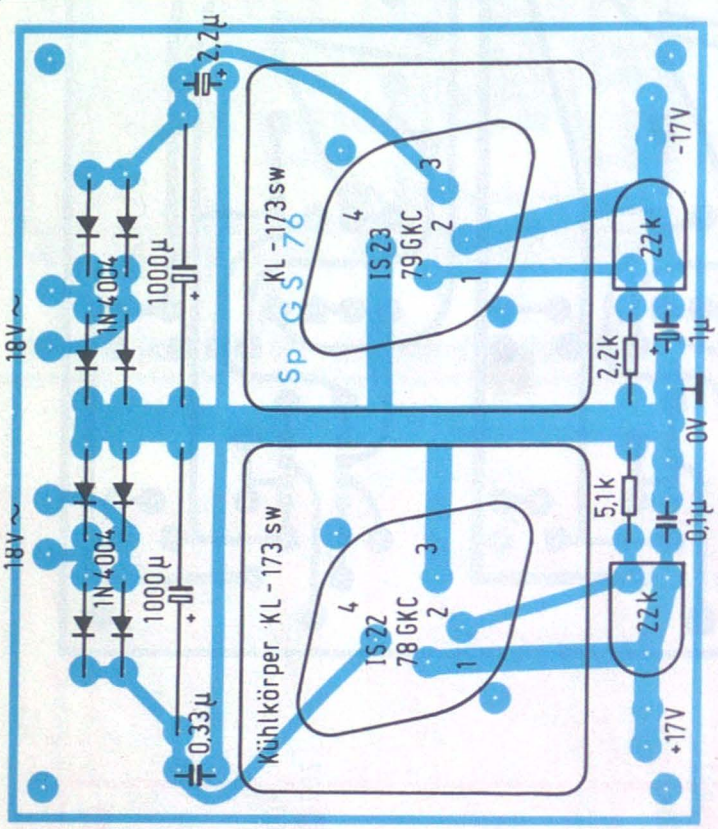


Bild 30. Bestückungsplan der Platine 8

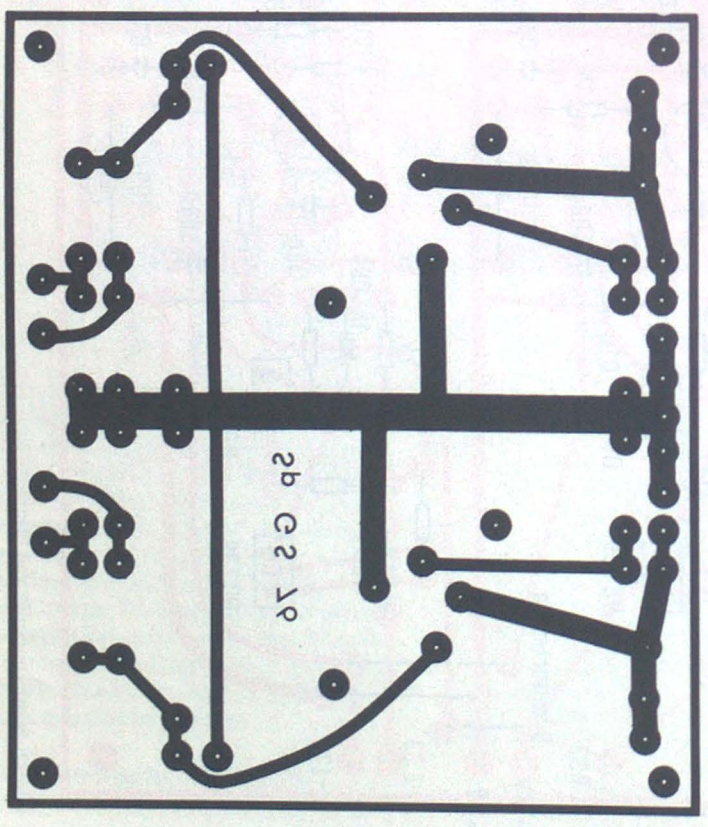


Bild 29. Layout der Platine 8

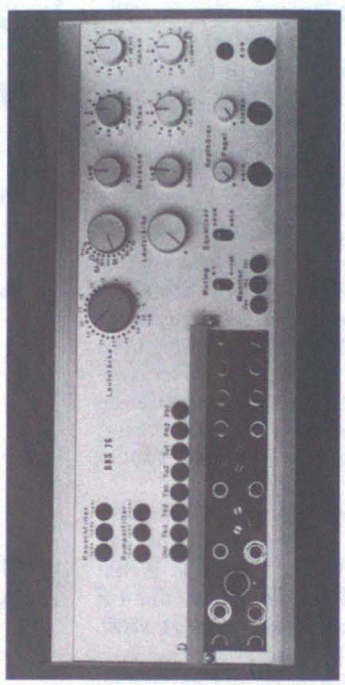
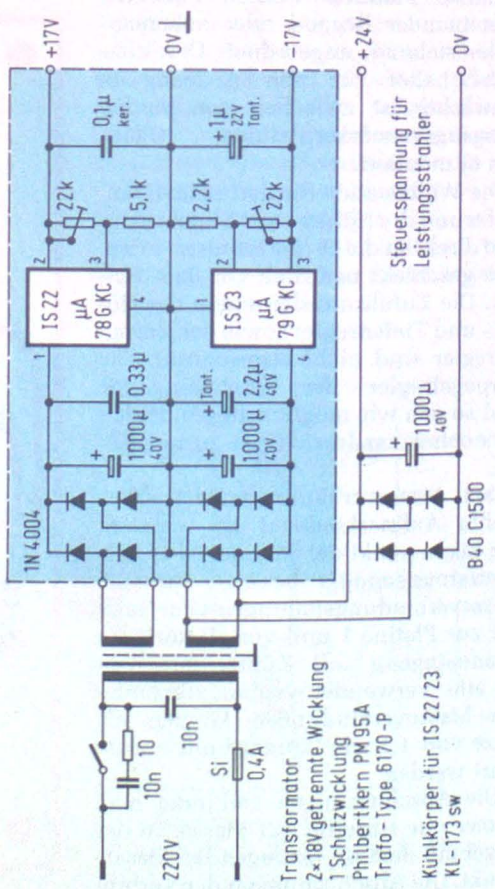


Bild 31. Vorderansicht des Mustergerätes



◀ Bild 28. Schaltbild der Stromversorgung

Ing. (grad). Reinhard Kruppa,
Dr. Gerd Kruppa

Beim Schneiden von Schmalfilmen ergibt sich oft das Problem, die genaue Schnittstelle festzulegen. Die präziseste Methode dafür ist wohl, die Einzelbilder einer Szene abzuzählen; das hier vorgestellte Gerät ist darüber hinaus auch in der Lage, die Film-Laufrichtung zu erkennen und damit auch die Zählrichtung umzukehren.

Digitaler Bildzähler zur Schmalfilm-Bearbeitung

Ein längerer Urlaubsfilm oder ein Film zur Dokumentation technischer Vorgänge besteht meist aus einer großen Zahl aneinandergeklebter Einzelszenen, deren Reihenfolge anhand eines Drehbuchs festgelegt wurde. Oft entscheidet noch die Qualität eines Filmstreifens nach der Entwicklung über seine Verwendbarkeit im Rahmen eines Filmthemas. Wichtige Passagen des Themas werden zeitlich ausgedehnter gezeigt als weniger wichtige Teile, die Szenenlänge ist also ein Regiemittel. Soll der fertig geschnittene und geklebte Film noch nachträglich vertont werden, so muß die Länge der Einzelszenen bekannt sein, um Tonereignisse passender Länge anzufertigen oder zu finden.

Die Länge einer Filmszene wird entweder mit einer Stoppuhr festgestellt oder bildgenau mit einem Zähler bestimmt. Zum Vergleich von Bild- und Tonszenendauer sind Zeitangaben praktisch, während zum Filmschneiden auch die Angabe der Bildnummer als Schnittstelle genügt. Übliche Aufnahme- und Projektionsgeschwindigkeiten für Schmalfilme sind 18 bzw. 24 Bilder/s; Bildzahlen lassen sich also leicht in Szenenlängen umrechnen und umgekehrt. Je nach Anwendungsfall wird man eine der beiden Größen bevorzugen.

Mit dem nachstehend beschriebenen Gerät kann eine Szenenlänge wahlweise als Bildzahl, oder (im Gegensatz zu kommerziellen Lösungen [1]) auch als Zeit gemessen werden. Die Schaltung arbeitet bei Vor- und Rücklauf, und die Bildgeschwindigkeit ist von 18 Bilder/s auf 24 Bilder/s umschaltbar, eine Überschreitung der Zählbereichsgrenzen nach oben und unten wird signalisiert. Beim Unterschreiten des Bereichs erfolgt zusätzlich automatische Zählrichtungsumkehr. Auf Grund der großen Zählkapazität und der hohen Zählgeschwindigkeit eignet sich das Gerät im Dezimalbetrieb ebenso gut als Bandzählwerk für Tonbandgeräte.

Das Funktionsprinzip

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Geräts. Über die Impulsformstufe gelangen die Taktimpulse an den ersten Zähler der Zählerkette. Der Dekodierer A beantwortet beim Aufwärtszählen das Auftreten der Zahlen 18 bzw. 24 an Z 1, 2 mit einem Rücksetz-Impuls an diese Zähler. Dieser Impuls ist gleichzeitig Taktimpuls für Z 3. Entsprechend liefert die Schaltung B bei der Zahl 6 an Z 4 einen Rücksetz-Impuls für Z 3 und Z 4, der auch Z 5 taktet. Beim Abwärtszählen dekodiert die Schaltung A die Zahl 9 an Z 2 und veranlaßt die Übernahme der Zahlen 17 bzw. 23 in Z 1 und Z 2; gleichzeitig erhält Z 3 einen Abwärts-Zählimpuls. Entsprechend erkennt der Dekodierer B die Zahl 9 an Z 4 und bewirkt die Übernahme der Zahl 5 an die Ausgänge von Z 4. Der Übernahmeimpuls steuert auch den Abwärts-Eingang von Z 5.

Im Dekodierer C lösen die Zahlen 9 bzw. 7 und 6 die Anzeige „Bereichsüberschreitung" bzw. „-unterschreitung" aus. Die Potentialänderungen beim Unterschreiten des normalen Zählbereichs steuern auch den Aufwärts/Abwärts-Umschalter vor Z 1 und die zählrichtungsabhängige Dekodierung und Kodierung für die Zähler 1...4. Das 6stellige Display enthält neben den Dekodiertreibern und Siebensegment-Anzeigen zusätzlich LED zur Anzeige der Betriebsart und der Einhaltung des Zählbereichs.

Die Hauptschaltung

Die zentrale Logik mit den Zählern ist in *Bild 2* dargestellt.

C4, R5, R6, D2 und MF2 bilden eine Reset-Automatik, die beim Anlegen der Speisespannung anspricht und über den Taster S 5 auch manuell ausgelöst werden kann [2]. So lange E 6 = L ist, werden über D 1 auch G 1 und G 2 blokkiert, so daß keine Taktimpulse nach Z 1 weiterlaufen. Nach dem Freigeben von S 5 erscheint dann der Reset-Impuls.

MF 1 erhöht die Störsicherheit der Schaltung, da es die Aufwärts/Abwärts-Eingänge von Z 1 ohne Eingangstakt auf H-Potential hält. Schaltflanken beim Wechsel der Betriebsart können so keine unerwünschten Zählstandsänderungen hervorrufen. Gleichzeitig entprellt das Monoflop 1 unsaubere Eingangsimpulse.

Über S 6 kann MF 1 wahlweise von LH- oder HL-Flanken getriggert werden. Mit dem angegebenen Zeitglied R 7 und C 5 liegt die maximale Zählfrequenz der Schaltung über 10 kHz und damit weit über der von Rechnerbausteinen (max. 40...150 Hz).

Beim 10. Aufwärtsimpuls takten die Übertrags-Ausgänge der Zähler Z 1, 3

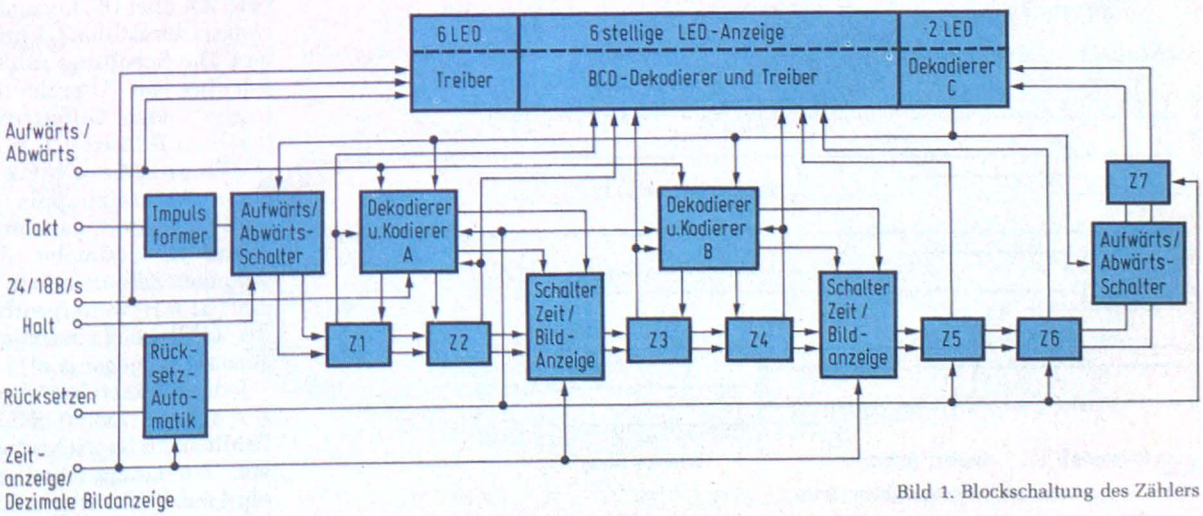
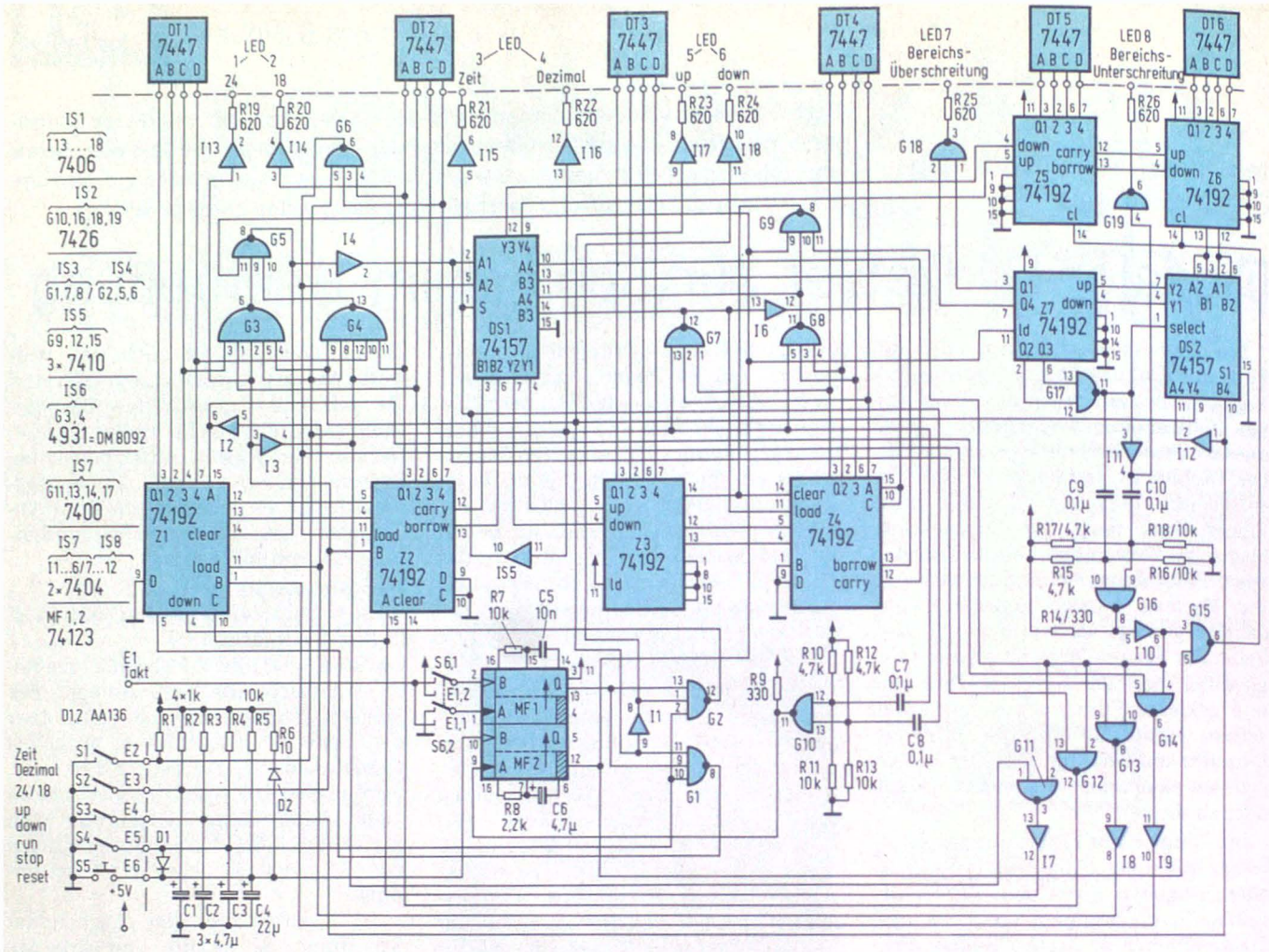


Bild 1. Blockschaltung des Zählers



▲ Bild 2. Hauptschaltung des Zählers

▲ Bild 3. Impulsdiagramm Aufwärtszählen (Zeit)

Bild 4. Impulsdiagramm Abwärtszählen (Zeit)

und 5 die Aufwärts-Eingänge der jeweils folgenden Zähler. Entsprechend wird mit dem 10. Abwärtsimpuls ein negativer Übertrag an den Abwärts-Eingang des folgenden Zählers gegeben. Aus den Impulsdiagrammen in *Bild 3* und *Bild 4* ist das Zusammenspiel der wichtigsten Impulsfolgen (bei Zeitmessung) für beide Zählrichtungen und bei Bereichsüberschreitung und -unterschreitung ersichtlich.

Für E 2 = L werden die Dekodier- und Kodierfunktionen unterbunden und die Übertrags-Ausgänge der Zähler Z 2 bzw. Z 4 über DS 1 normal mit den Eingängen der Zähler Z 3 bzw. Z 5 verbunden. Die Schaltung zählt also dezimal 6stellig. Jede Umschaltflanke an E 2 triggert nach Differentiation in C 7, R 10 und R 11 bzw. C 8, R 12 und R 13 den Eingang A von MF 2 und löst damit einen Rücksetzimpuls aus. Dadurch wird verhindert, daß versehentlich mit einem in dezimaler Betriebsart gewonnnen Zählerstand in der Betriebsart Zeit (E2 = H) weitergearbeitet wird. Auf die Zählbereichsmarkierung sei etwas genauer eingegangen.

Jeder Rücksetzimpuls von MF 2 setzt Z 7 auf die Zahl 8 (HLLL). Wird der Zählbereich überschritten, so erhält Z 7 von Z 6 einen Übertragsimpuls und wird auf 9 (HLLH) geschaltet. Damit ist

die NAND-Bedingung an G 18 erfüllt und LED 7 erhält über R 25 Strom. Beim Zurückzählen in den normalen Zählbereich wird Z 7 wieder auf die Ziffer 8 (HLLL) gesetzt, und LED 7 erlischt.

Wird der normale Zählbereich unterschritten, so entsteht an den Ausgängen von Z 7 die Ziffer 7 (LHHH). Das Gatter G 17 dekodiert die Zahl 6 (LHHL), d. h., der Ausgang Q 1 von Z 7 bleibt unberücksichtigt, somit bleibt G 16 auch noch bei doppelter Bereichsunterschreitung durchgeschaltet. Das L-Potential am Ausgang von G 17 steuert den Datenselektor DS 2 und invertiert die Verbindungen zwischen Z 6 und Z 7. Weitere Taktimpulse und E 4 = L (down) lassen den Zähler aufwärtszählen und LED 8 signalisiert über G 19 die Bereichsunterschreitung. Wird wieder in den normalen Zählbereich hochgezählt, so verlöscht LED 8 beim Nulldurchgang, die Umschaltungen durch DS 2 werden rückgängig gemacht und der LH-Übergang an G 17 setzt nach Inversion in I 11 und Differenzierung in C 10, R 17, 18 den Zähler wieder auf 000001.

Ein Platinenvorschlag mit Bestükkungsplan für die Hauptplatine einschließlich Netzteil ist in *Bild 5* wiedergegeben, *Bild 6* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan.

Anzeigeeinheit

Die Schaltung der Anzeige zeigt *Bild 7*. Auf der Anzeige-Platine befinden sich die Siebensegment-Anzeigen mit den zugehörigen Vorwiderständen R 27...68, die LED 1...8 und die Dekodier-Treiber DT 1...6. Deren BCD-Eingänge sind über eine mehradrige Flachbandleitung mit den entsprechenden Ausgängen der Zähler 1...6 verbunden. Die Leitung enthält neben der Ansteuerung der LED auch noch die beiden Speisespannungen und (doppeladrig) Masse. Alle Anoden der Zifferanzeigen und der LEDs 1...8

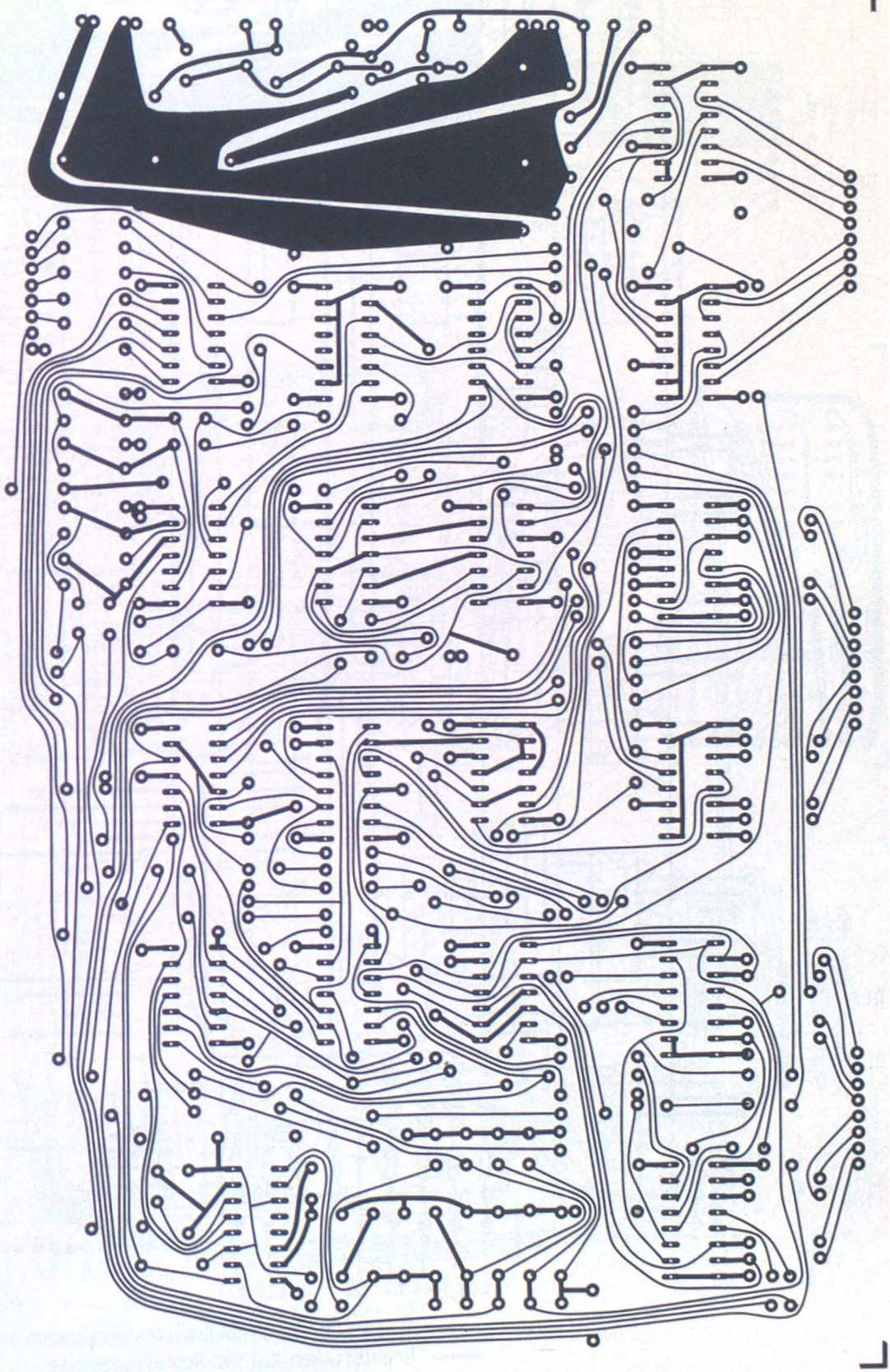


Bild 5. Die Hauptplatine mit der Zähleinheit und dem Netzteil

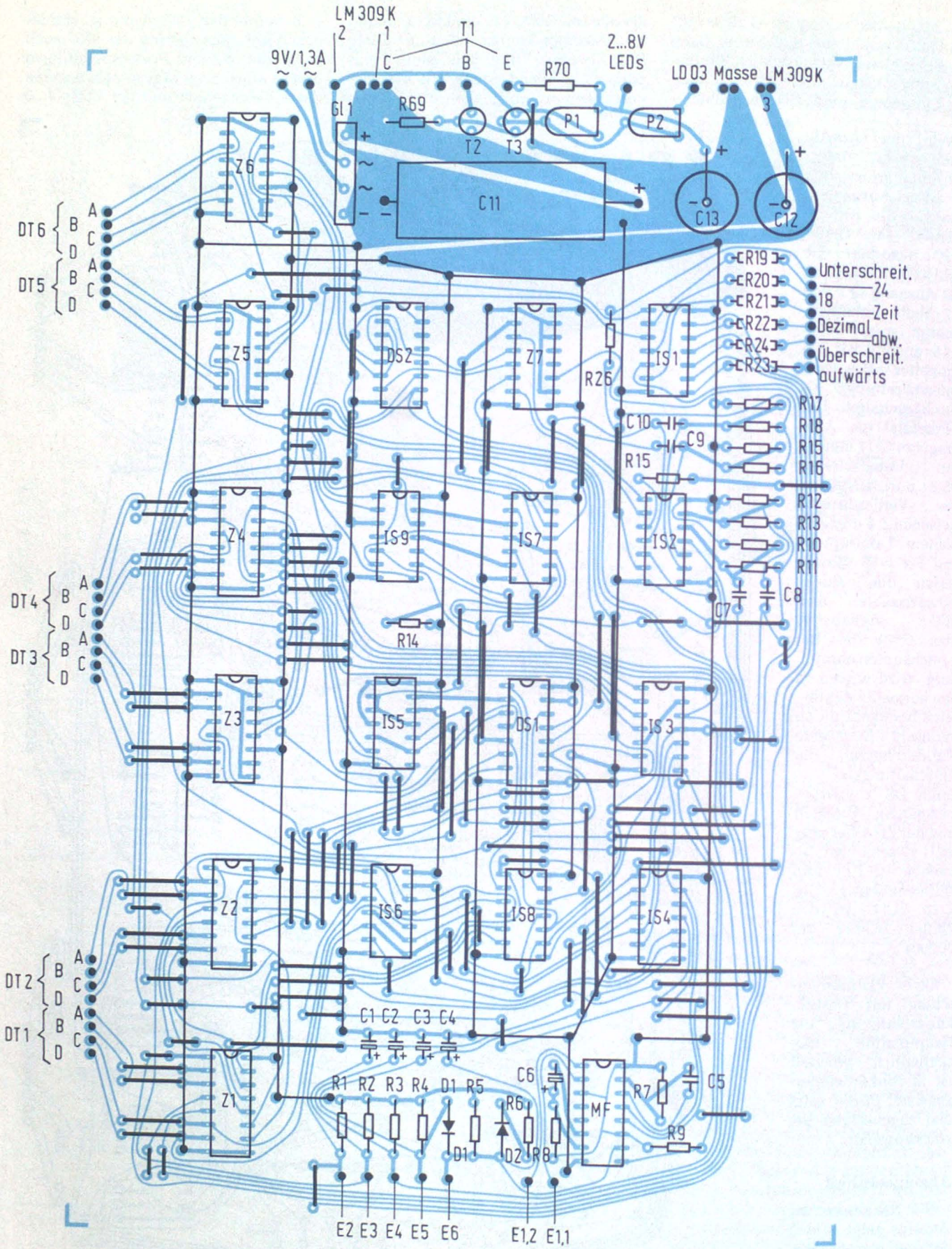


Bild 6. Bestückungsplan zur Hauptplatine

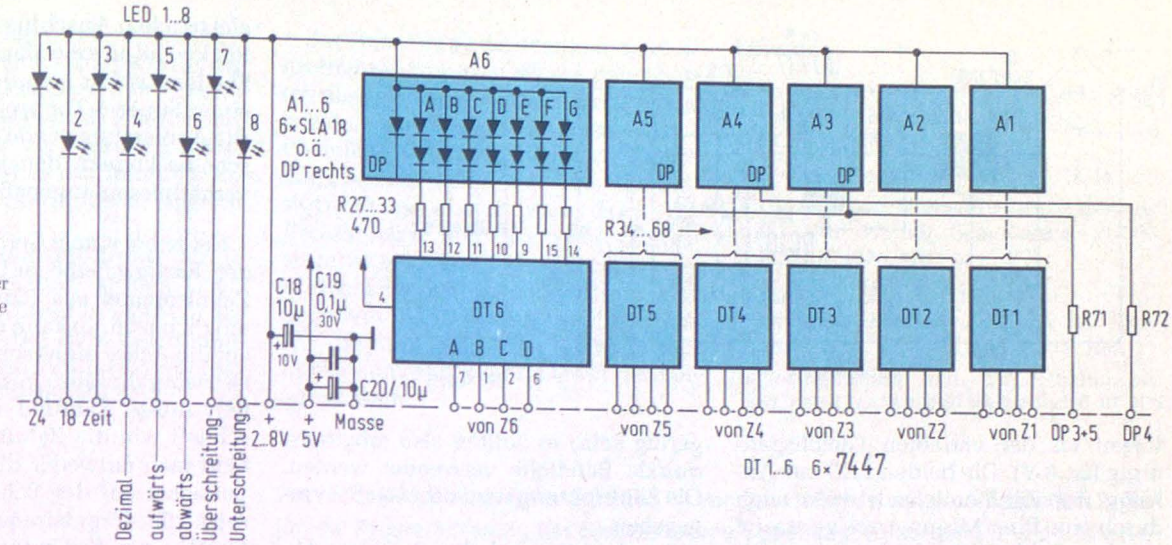


Bild 7. Schaltung der Ziffernanzeige

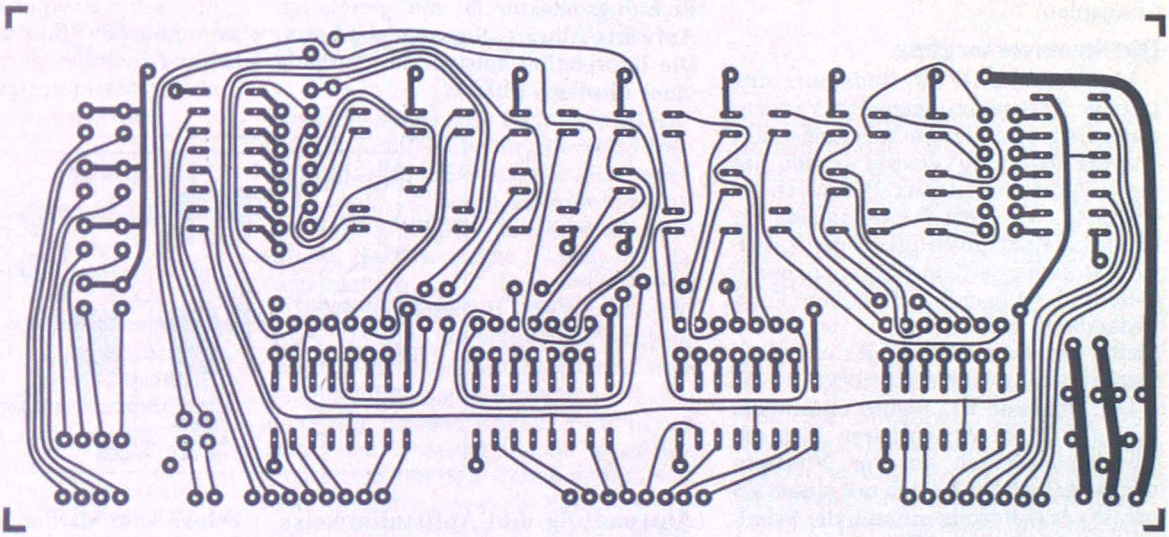


Bild 8. Platine der Ziffernanzeige

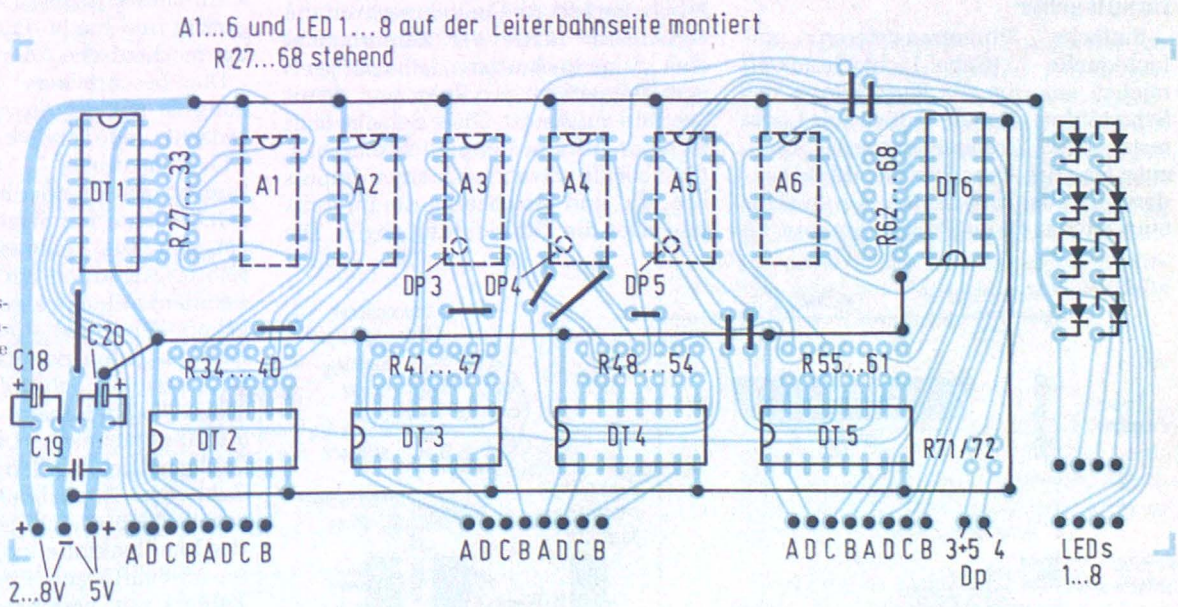


Bild 9. Bestückungsseite der Anzeigenplatine

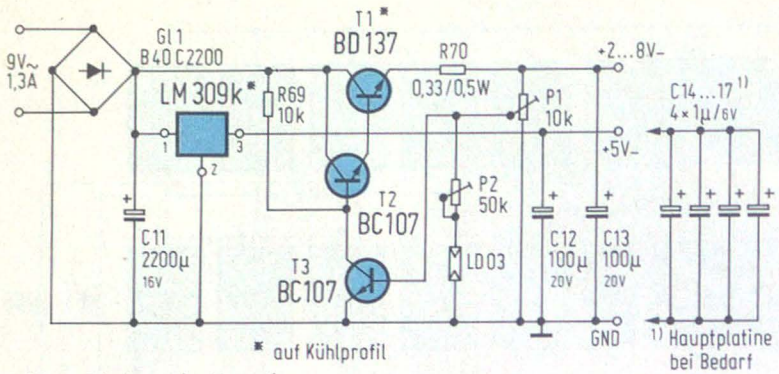


Bild 10. Schaltung des Netzteils

liegen an der variablen Gleichspannung (2...8 V). Die beiden LED zur Anzeige des Zählbereichs können auch durch eine Plus/Minus-Anzeige ersetzt werden. *Bild 8* enthält ein geeignetes Platinen-Layout, *Bild 9* den Bestükkungsplan.

Die Stromversorgung

Im Netzteil (*Bild 10*) findet ein integrierter Festspannungsregler Verwendung, während die Leuchtanzeigen mit höherer Spannung versorgt werden, um den integrierten Regler thermisch zu entlasten. Mit dem Potentiometer P 1 kann die Anzeigehelligkeit den Lichtverhältnissen der Umgebung angepaßt werden. Legt man P 2 über einen Fotowiderstand (z. B. LD 03 in der Frontplatte) an Masse, so erfolgt die Helligkeitssteuerung automatisch [3].

Die Eingänge E1...6 sind zusammen mit den drei Anschlüssen für die Gleichspannungen an eine Vielfachbuchse gelegt. Im Betrieb mit einem separaten Schaltersatz müssen die Schalter 1...5 im Gerät geöffnet werden.

Impulsgeber

Einfache Phototransistoren mit Lichtquelle (Gabel-Lichtschranken) reichen aus, um die Perforierung des Schmalfilms oder eine rotierende Lochraster- bzw. Strichrasterscheibe [4] abzutasten. Bei transparenten Klebebändern kann der Hell-Dunkel-Kontrast für eine einwandfreie Pulsgewinnung zu gering sein; es sollten also möglichst dunkle Bandteile verwendet werden. Die Zählrichtung wird dabei an S 3 vorgegeben.

Am besten wird der Aufwärts/Abwärts-Befehl elektronisch von einem Richtungsdetektor [5] mit getrennten Aufwärts/Abwärts-Signalen abgeleitet. Die Information entsteht am Ausgang eines Flipflops (*Bild 11*).

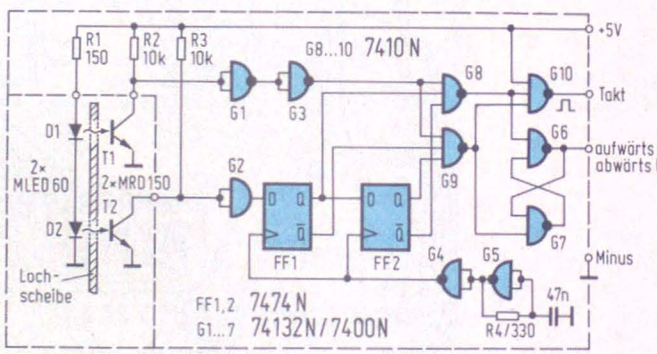


Bild 11. Schaltung eines Richtungsdetektors

Anwendung und Aufbauhinweise

Bei der Musteranlage wurde in einem Filmbetrachter im Geräteinnern auf die verlängerte Achse der Zahntrommel eine kleine Lochrasterscheibe mit je einem Doppelloch pro Zahn und damit pro Bild aufgesetzt. Diese Scheibe läuft in einer Infrarot-Doppellichtschranke, die über die Steuerlogik einen Impuls pro Bild und gleichzeitig die Information über die Zählrichtung abgibt. Die elektrischen Anschlüsse wurden in der Rückwand an eine 5fach-Buchse gelegt. Ein identischer Impulsgeber wurde in einen Super-8-Tonprojektor eingebaut. Die Abmessungen von Gabel und Lochscheibe können den jeweiligen Platzverhältnissen angepaßt werden.

Sollte bei einem Gerät das Anbringen der Rasterscheibe auf der Achse der Zahntrommel aus Platzgründen nicht möglich sein, so kann die Scheibe auch auf die Achse eines schneller bewegten Getriebezahnrades gesetzt werden. Rotiert dieses Zahnrad z. B. doppelt so schnell wie die Zahntrommel, so halbiert man entweder die Zahl der Doppellöcher auf der Scheibe oder untersetzt die Impulsfrequenz mit einem Flipflop um den Faktor 2.

Ein systematischer Fehler bei der Bestimmung der Bildnummer ist der Bildabstand zwischen dem projizierten Bild und der Markierungsstelle bzw. dem Schneideort, da der Film meistens außerhalb der Filmführung geschnitten wird. Dieser Abstand wird einmal abgezählt und bleibt dann für die jeweilige mechanische Anordnung konstant.

Die beschriebene Pulsgeberanordnung ist nur als Anwendungshinweis gedacht. Jede andere Schaltung mit TTL-kompatiblen Ausgangswerten kann ebenso gut oder besser im jeweiligen Gerät zur Impulsgewinnung geeignet sein. Die Lochrasterscheibe kann selbstverständlich auch mit einer der Bandlenkrollen in einem Tonbandgerät gekoppelt werden, die auch bei schnellem Umspulen des Bandes mitlaufen. Der jeweilige „Schlupf", d. h., das Rutschen der Rolle beim Bandstart ergibt einen systematischen, aber sehr kleinen Fehler bei der Bandlängenmessung. Die Zahl der Doppellöcher der Rasterscheibe richtet sich nach dem Umfang der Bandlenkrolle und der gewünschten Meßauflösung. Für den Betrieb des Zählers mit Voreinstellung und Vorwahlschaltungen sei an die entsprechende Literatur [6] erinnert. *Bild 12* zeigt die Montage im Projektor des Verfassers.

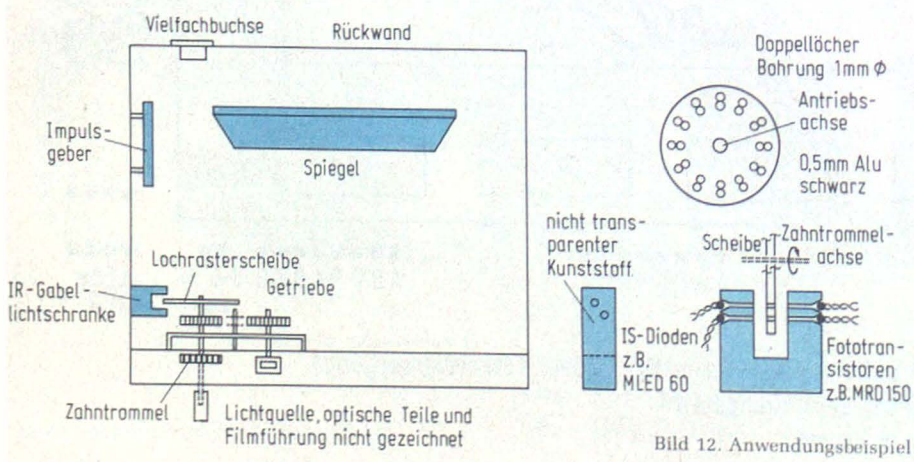


Bild 12. Anwendungsbeispiel

Um den Nachbau zu erleichtern, wurde anstelle einer doppelseitig-kaschierten durchkontaktierten Platine eine einseitig kaschierte Platine entworfen. Bei dem vorliegenden Schaltungsumfang ist dies nur mit einer hohen Zahl von Drahtbrücken möglich.

Die Betriebsstromzuführung der IS erfolgt über Leiterstege großen Querschnitts (z. B. Cu-Draht 1,5 mm ∅) auf Lötstützpunkten. Bei sehr viel dünneren Stegen können Abblockkondensatoren (14...17) erforderlich sein.

Zur Herstellung der Platinen im Photoverfahren ist wegen der schmalen Leiterbahnen auf eine besonders gleichmäßige, staubfreie Beschichtung mit Photolack zu achten. Bei der Bestükkung werden am besten zuerst die Lötstützpunkte gesetzt und dann die Drahtbrücken und Stromversorgungsstege verlötet. Nach dem Einlöten der Widerstände und Kondensatoren werden dann die IS-Fassungen eingesetzt. Auf der Anzeigenplatine befinden sich die Fassungen für die LED auf der Leiterbahnseite.

Literatur

[1] Super-8-Projektor mit Bildzähler und Stereo-Tonaufnahmeautomatik. FUNKSCHAU 1976, Heft 19

[2] Siemens Schaltbeispiele 1976, S. 44

[3] Uhrzeit- und Normalfrequenzempfänger für DCF 77 mit Gangreserve. FUNKSCHAU 1976, Heft 25

[4] Siemens Schaltbeispiele 1975, S. 107

[5] Optoelektronisches Zählwerk für Tonbandgeräte. FUNKSCHAU 1975, Heft 1

[6] Vorwahlzähler mit TTL-Schaltungen, FUNKSCHAU 1973, Heft 2

Ing. (grad.)
Michael Arnoldt

Nach der Beschreibung der Funktion im vorigen Heft geht es im vorliegenden 2. Teil um die Programmierung der Spieluhr sowie Spannungsversorgung und praktischen Aufbau des Geräts.

Elektronische Spieluhr

2. Teil

Praktische Programmierung

Das Programmieren wird am Beispiel der kurzen Melodie: „Ist der Rundfunk bezahlt?", dem früheren Pausenzeichnen des NWDR vorgestellt.

Falls das Intervall von der höchsten zur tiefsten Note eine Oktave nicht übersteigt, die Noten in der vorliegenden Fassung jedoch in zwei benachbarten Oktaven liegen, ist es ratsam, alle Noten in *eine* Oktave zu transponieren. Weiter verfährt man gemäß dem Schema in *Bild 10*.

Die erforderlichen Diodenverbindungen sind durch Schrägstriche im Kreuzungspunkt der Leitung markiert. Tabelle 1 enthält die für jede Note benötigten Angaben. Die erste Note „e" wird z. B. realisiert durch die Kombination ⟨ABCD⟩ = ⟨LLLH⟩. Somit ist nur eine Diode, und zwar von D nach Q_{00} zu schalten usw.

Dabei fällt auf, daß sich Dioden einsparen lassen, wenn für häufig auftretende Einzeltonschritte Zwischenleitungen ZL eingeführt werden. In diesem Fall ist eine Dioden-Verbindung von jedem Ausgang Q_{xy} zur betreffenden ZL erforderlich, ferner werden von den ZL zu den Sammelleitungen ebensoviele Dioden benötigt, wie es die Kodierung verlangt.

Anschließend wird die für jede Note geltende Oktave entsprechend Tabelle 2 festgelegt. Im vorliegenden Fall wurde wegen des der mechanischen Spieluhr angenäherten Klanges die dreigestrichene Oktave gewählt; alle Töne liegen hier in einer Oktave.

Die Kreuzungspunkte mit der Sammelleitung H zur vorzeitigen Unterbrechung des Tones werden immer dann mit Dioden beschaltet, wenn keine Unterbrechung erfolgen soll.

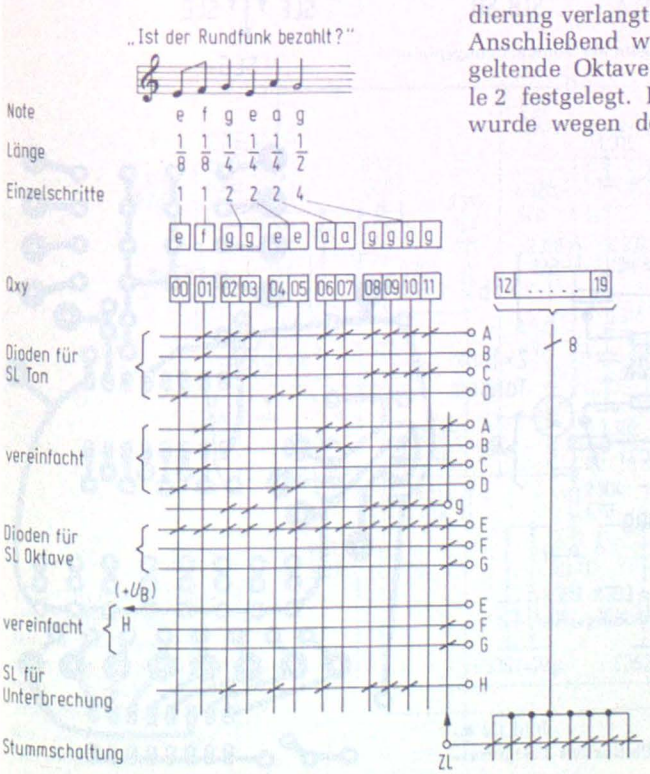


Bild 10. Programmierschema

Spannungsversorgung

Da die Schaltung durchweg mit CMOS-IS aufgebaut ist, bleibt die Leistungsaufnahme gering. Den größten Teil beansprucht IS 2 mit etwa 15 mA bei 12 V. Der günstigste Betriebsspannungsbereich liegt zwischen 12 V und 15 V.

Die Multiplexer IS 3, 4 und 6 werden von den jeweils aktiven Ausgängen über 1...2 Dioden angesteuert. In Einzelfällen stellte sich heraus, daß die um zwei Dioden-Durchlasspannungen verminderte Ausgangsspannung kein einwandfreies Arbeiten der Schaltung gewährleistete. Abhilfe wurde geschaffen durch Verminderung der Betriebsspannung der Multiplexer um ebenfalls 2 Dioden-Durchlasspannungen.

Aufbau

Die Spieluhr wird auf 3 Teilplatinen untergebracht. Platine 1 (*Bild 11*) enthält Quarzoszillator, Tonteiler, Oktaventeiler und Multiplexer. *Bild 12* zeigt die Bestückungsseite.

Auf Platine 2 (*Bild 13*) sind der Taktgeber, IS 7 und 8 Transistoren zur Versorgung von 8 Ketten-IS untergebracht. Mit einer LED-Zeile kann der Ablauf angezeigt werden. *Bild 14* zeigt die Bestückungsseite der Platine 2.

Der eigentliche Programmteil (IS 9...) ist auf einer für diesen Zweck hervorragend geeigneten Lochstreifenrasterplatine (1/10 Zoll) aufgebaut. Vor dem Einlöten empfiehlt es sich, die Leitungen für die Spannungsversorgung, die Taktleitung, die 8 Sammelleitungen und ggf. eventuell Zwischenleitungen festzulegen. *Tabelle 3* nennt die wichtigsten Spezialteile.

Es empfiehlt sich immer, die ausgewählte oder nachempfundene Melodie zuerst auf einem anderen Instrument (z. B. Klavier) zu spielen und sich auch von der Richtigkeit der Notenlänge zu überzeugen, da später festgestellte Fehler nur schwer zu korrigieren sind.

Falls sich nach der Programmierung herausstellt, daß ein Ton zu lang geraten ist, kann versucht werden, die letzte Einheit dieses Tones herauszunehmen, die folgenden Töne um einen Schritt nach vorn zu verlegen und den Übertrag nicht vom Übertragsausgang, sondern von Ausgang „9" vornehmen zu lassen.

Tabelle 3. Liste der speziellen Bauelemente und Bezugsquelle

IS 1: 4011 AE	IS 8: NE 555
IS 2: MK 50 240 N	IS 9: 4017
IS 3: 4512	IS 10: 4017
IS 4: 4512	IS 11: 4017
IS 5: 4040	IS 12: 4017
IS 6: 4512	IS 13: 4017
IS 7: 4017	1 Quarz 1 MHz

Den Quarz und alle IS liefert die Fa. Neudecker, Postfach 151, 1000 Berlin 61.

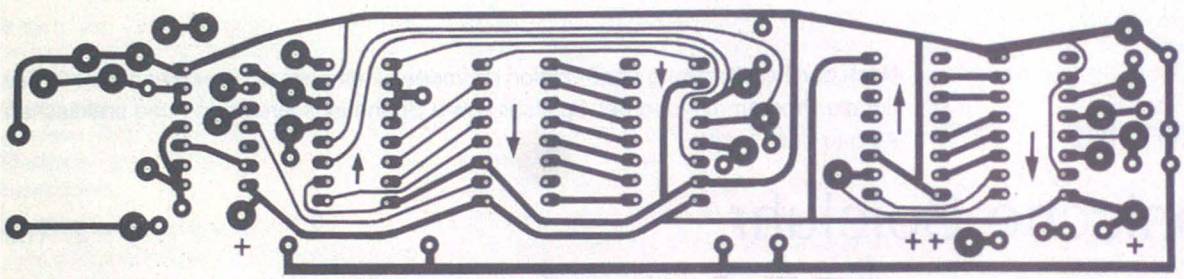
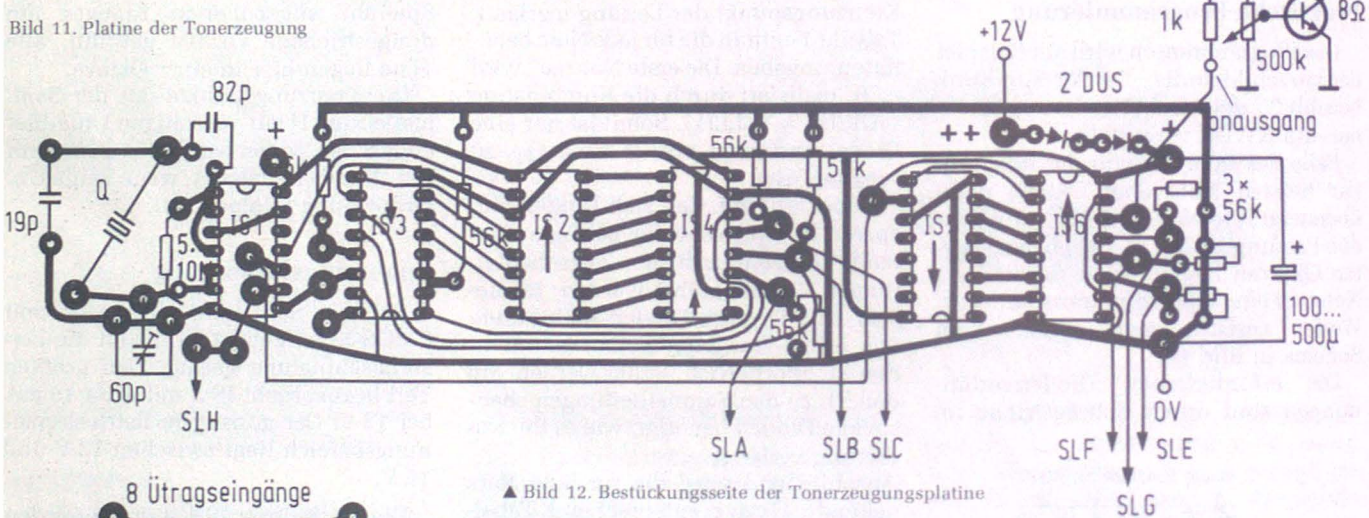
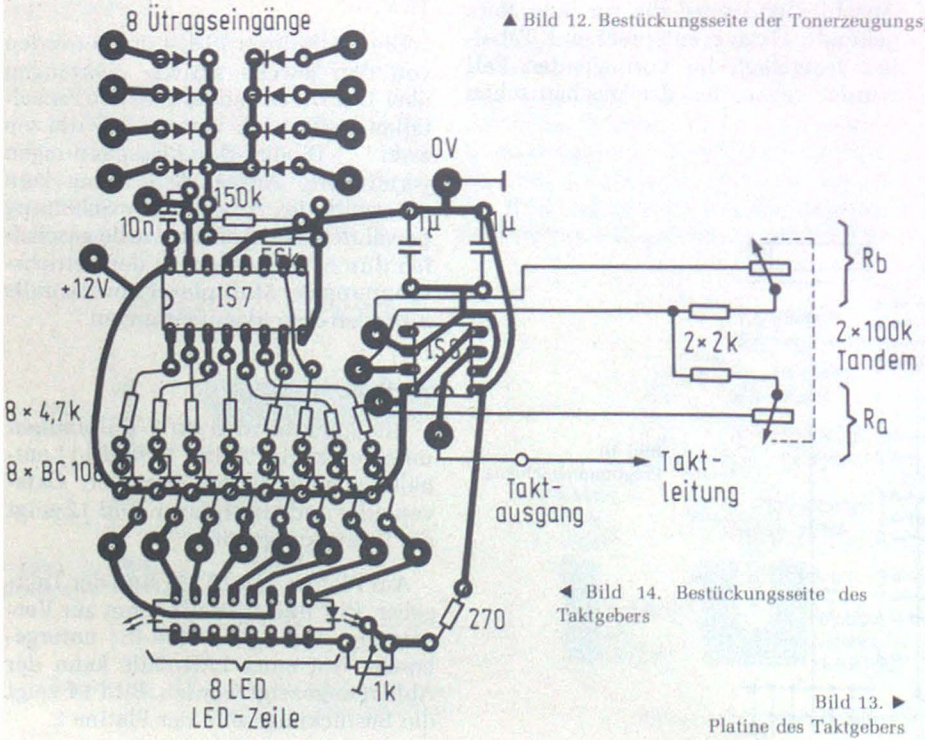


Bild 11. Platine der Tonerzeugung



▲ Bild 12. Bestückungsseite der Tonerzeugungsplatine



◄ Bild 14. Bestückungsseite des Taktgebers

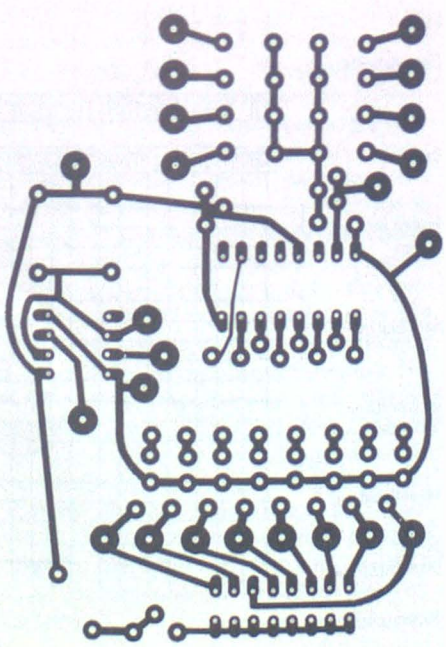


Bild 13. ►
Platine des Taktgebers

Ing. Günter Knauft

Mit nur drei integrierten Schaltungen und ein wenig Peripherie läßt sich ein einfaches Bildschirmspiel aufbauen, das in der Pal-Version insgesamt sechs Spielmöglichkeiten bietet. Da der hierzu lieferbare Bausatz neben der Platine und den integrierten Schaltungen auch die Spule enthält, ist der Aufbau auch für den weniger versierten Praktiker unproblematisch.

Ein einfaches Bildschirmspiel mit Farbe und Ton

Die drei integrierten Schaltungen MM 57105, LM 1889 und MM 53114 von National Semiconductor stellen ein komplettes Farb-Bildschirmspiel dar, bei dem auch der Ton über den eingebauten Lautsprecher des Fernsehgerätes wiedergegeben wird. Bälle, Schläger, Tore und Hintergrund werden in verschiedenen, typischen Farben wiedergegeben. Die Ballaufschläge vom Schläger oder von der Begrenzung sind Lautsprecher hörbar.

Ein Hauptfaktor zur Vereinfachung dieses Spielgeräts ist der Video-Modulator LM 1889. Er vereinigt in sich alle Funktionen, die hierfür nötig werden. Dies sind Farbsignalmischer und Modulator, Referenzsignaloszillator, Tonsignaloszillator und -modulator, Videomodulator und Hf-Oszillator. Der eigentliche Spielchip ist die integrierte Schaltung MM 57105, welche die Pal-Version des IS 57100 darstellt. Die IS MM 53114 hat die Funktion des Taktdrivers.

Ein typisches Fernsehspiel besteht aus vier Bausteinen (*Bild 1*). Die eigentliche Spielplatine befindet sich in einem abgeschirmten Gehäuse, welches möglichst Hf-dicht sein sollte. Dieses Gehäuse wiederum ist in ein zweites Metallgehäuse eingebaut, das die Schalter für die verschiedenen Funktionen des Spiels enthält. Weiterhin benötigt werden Bedienteile für den linken und für den rechten Spieler.

Besonderes Augenmerk ist für die Hf-Abschirmung des Gerätes zu legen. Die in unserem Falle gewählte doppelte Abschirmung ist vermutlich noch nicht ausreichend. Wünschenswert wäre die Durchführung sämtlicher Steuerleitungen aus dem inneren Gehäuse mit Durchführungskondensatoren.

Aufbau

Die *Stückliste* nennt alle für den Aufbau benötigte Teile, wobei bei unserem Musteraufbau festgestellt werden konnte, daß die angegebenen Toleranzen nicht unbedingt eingehalten werden müssen (*Bild 2*). Es ist jedoch zweckmäßig, für alle Kondensatoren, die mit NPO bezeichnet sind, auch entsprechende Typen zu verwenden, da sonst

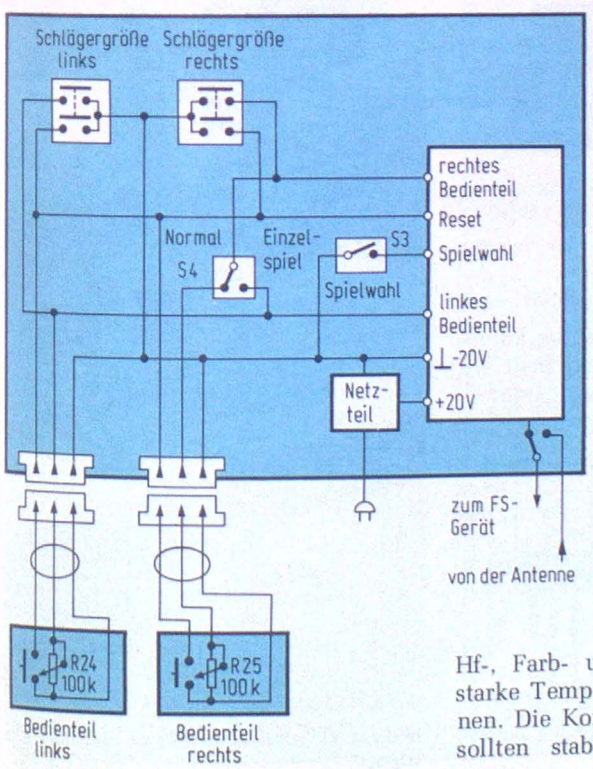


Bild 1. Vereinfachtes Schema des Bildschirmspiels in Farbe mit insgesamt sechs Spielmöglichkeiten

Hf-, Farb- und Tonoszillatoren eine starke Temperaturtrift aufweisen können. Die Kondensatoren C 6 und C 7 sollten stabile Wickelkondensatoren sein, da sie zum RC-Netzwerk gehören, das die Schlägerposition festlegt.

Da alle Spulen und Filter dem Bausatz (*Bild 3*) beiliegen, sind hier keine besonderen Probleme vorhanden. Für die beiden integrierten Schaltungen IS 1 und IS 2 werden Steckfassungen empfohlen; CMOS-Schaltungen können relativ leicht beim Einbau „geschossen" werden. Der Spannungsregler IS 4 ist in die Platine einzulöten und mit seiner Rückseite isoliert an der Wand des Innengehäuses zu befestigen. Die *Bilder 4* und *5* zeigen wie die Anschlüsse dieses Spannungsreglers hierzu abgebogen werden müssen. Das Layout der Platine, eine Applikation der Firma NS, ist aus *Bild 6*, der Bestückunsplan aus *Bild 7* zu ersehen. Aus *Bild 8* ist der mechanische Aufbau ersichtlich. Da sich in diesem Falle am inneren Abschirmgehäuse keine Durchführungskondensatoren befinden, ist es zweckmäßig, die Steuerleitungen zu den Bedienteilen der einzelnen Spieler ebenfalls abzuschirmen. Die Kanalwahl zwischen Kanal 3 und 4 kann sowohl mit einem Schalter, als auch – wie in unserem Falle – mit einem einfachen Stecker erfolgen.

Die Bedienteile enthalten ein Potentiometer für die Steuerung der Schläger und einen Reset-Schalter. Wichtig ist, daß das Potentiometer weich läuft und eine lange Lebensdauer aufweist, um ein einwandfreies Spiel zu gewährleisten. Natürlich können auch die Schalter für die Schlägergröße in das Bediengerät miteingebaut werden. Die Platine ist mit vier Befestigungslöchern versehen, wobei die Stelle, an der der Hf-Ausgang liegt, unbedingt über ein metallisch leitendes Abstandstück mit dem Gehäuse verbunden werden muß (*Bild 9*). Die drei restlichen Abstandsstücke sind isoliert von den Platinenbahnen, so daß hier sowohl Metall- oder auch Plastik-Abstandsstücke verwendbar sind.

Die Verbindungsleitung zwischen Masse der Platine (Punkt K) und dem anzuschließenden Kabel bzw. einer Buchse muß möglichst kurz sein (*Bild 10*).

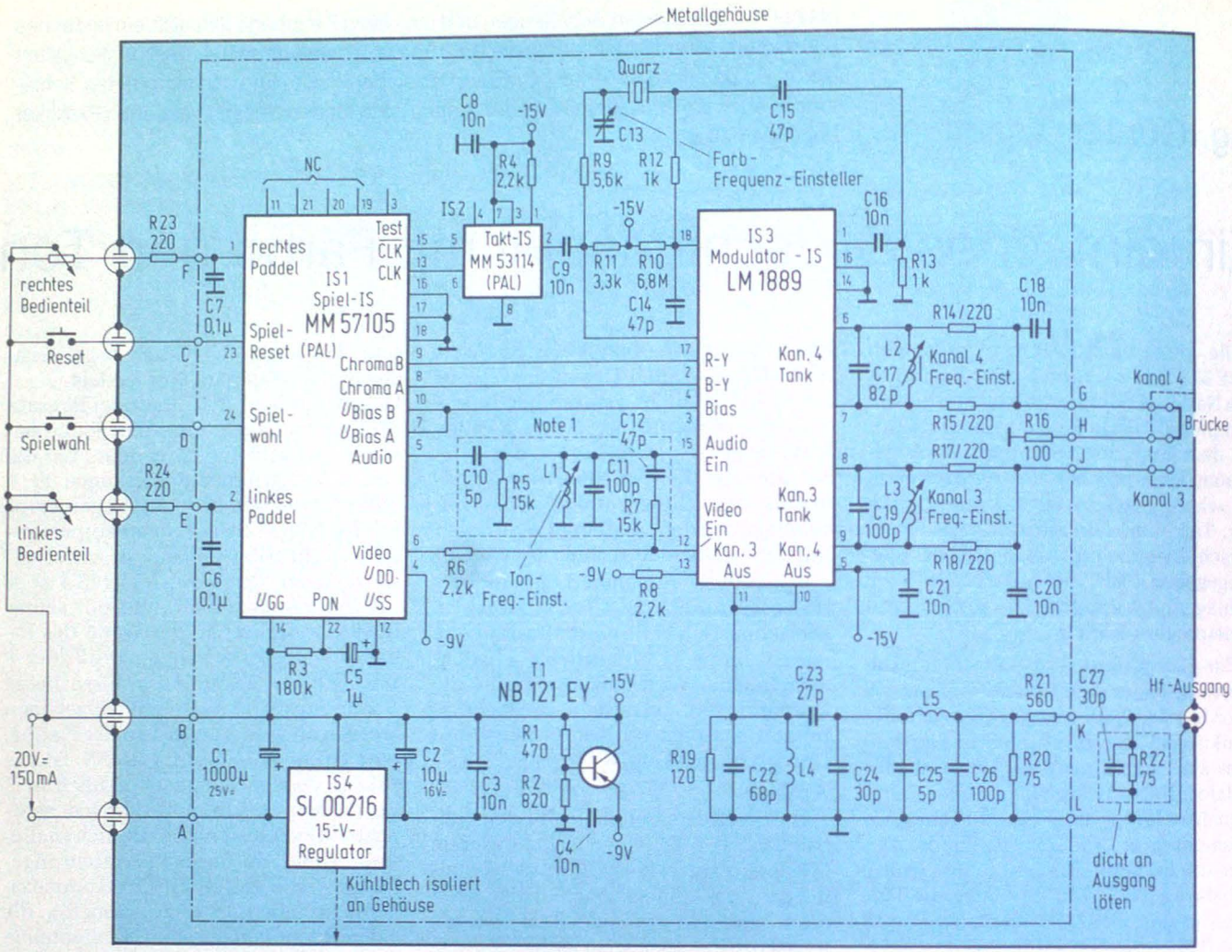


Bild 2. Schaltung des Fernsehspiels. Die Durchführungskondensatoren FC sind notwendig, um die Störstrahlung des Geräts zu unterdrücken

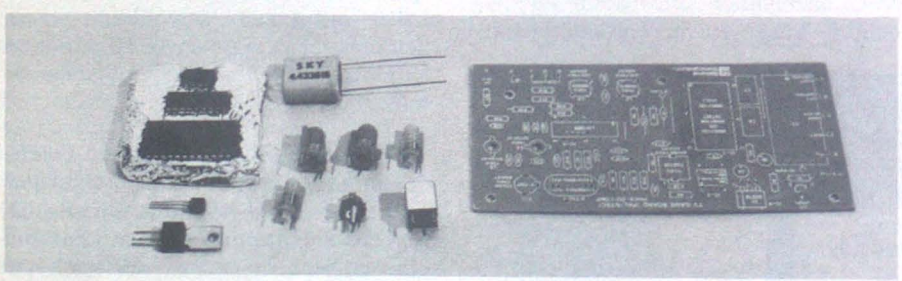


Bild 3. Der Teilbausatz enthält neben der Platine die integrierten Schaltungen und die Spulen (Fotos: Knauft)

Abgleich

Einschalten und Abgleich des Gerätes sind relativ einfach. Da keine kritischen Bauteile enthalten sind, müßte bei richtiger Bestückung und mittlerer Spuleneinstellung bereits beim Einschalten ein Bild am Farbfernsehgerät zu sehen sein. Hier nun die exakte Beschreibung des Einschalt- und Abgleichvorgangs.

Nach dem Anlegen der 20-V-Gleichspannung und des 75-Ω-Antennenkabels für das Fernsehgerät sollten die Spulen L 1, L2, L3 sowie C 13 in eine mittlere Stellung gebracht werden. Das Gerät sollte bei 20 V etwas weniger als 150 mA aufnehmen. Wenn der aufgenommene Strom größer ist, liegt ein Fehler entweder an der Platine oder an der integrierten Schaltung vor.

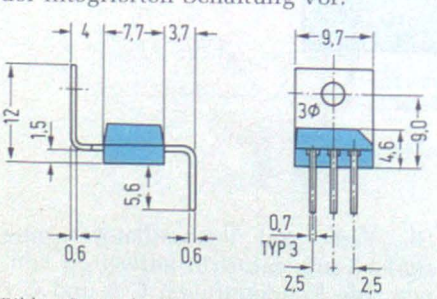


Bild 4. So ist der Spannungsregler IS 4 abzubiegen...

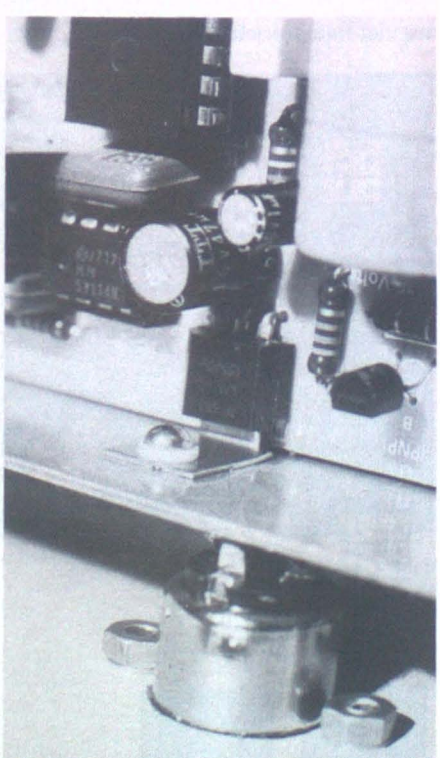


Bild 5. ...und so am Innengehäuse isoliert zu befestigen

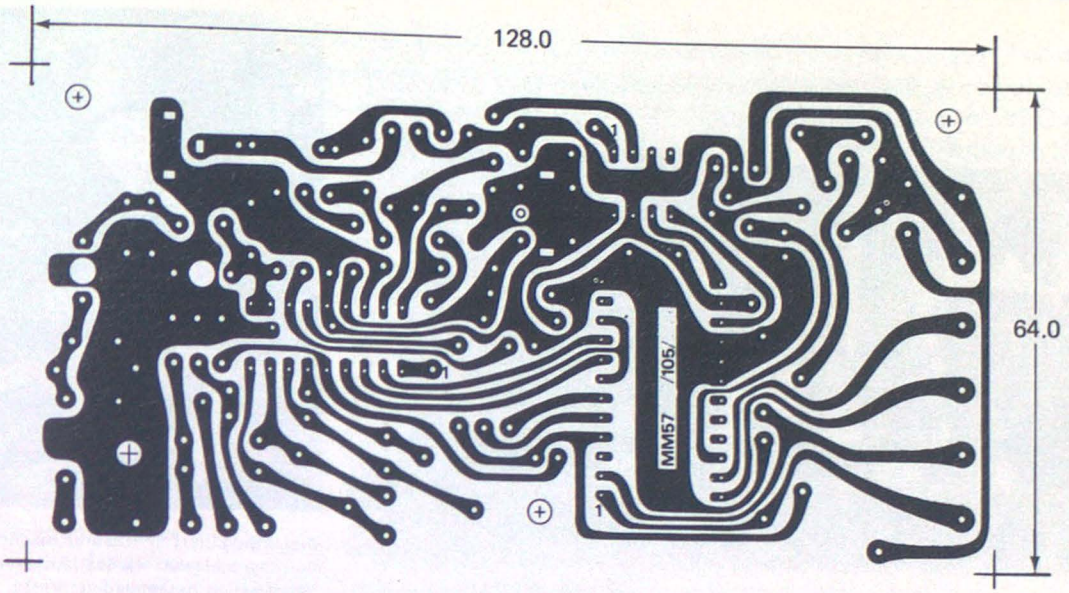


Bild 6. Leiterseite des kompletten Bildschirmspiels

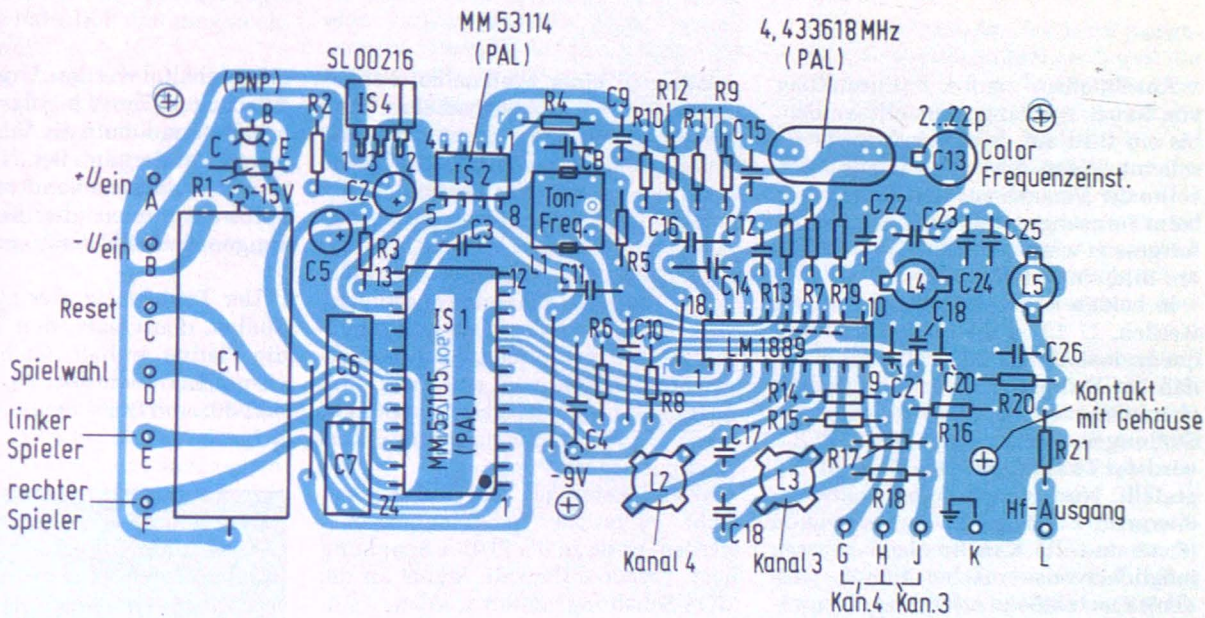


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6

Tabelle der Bauelemente

Kondensatoren

C 1	1000 µF,	25 V Elektrolyt
C 2	10 µF,	16 V Elektrolyt
C 3, C 4, C 8, C 9, C 16, C 18,		
C 20, C 21	0,01 µF,	25 V keramisch
C 5	1,0 µF,	25 V Elektrolyt
C 6, C 7	0,1 µF,	25 V Wickelkond.
C 10	5 pF,	NPO keramisch
C 11	100 pF,	NPO keramisch
C 12, C 14, C 15	47 pF,	NPO keramisch
C 13	2...22 pF	(Trimmer)
C 17	82 pF,	NPO keramisch
C 19	100 pF,	NPO keramisch
C 22	68 pF,	5 % NPO keramisch
C 23	27 pF,	5 % NPO keramisch
C 24, C 27	30 pF,	5 % NPO keramisch
C 25	5 pF,	5 % NPO keramisch
C 26	100 pF,	5 % NPO keramisch
FC	1000 pF,	Durchführungskondensator

Widerstände

R 1	470 Ω,	5 %, T1/4W	
R 2	820 Ω,	5 %	1/4 W
R 3	180 kΩ,	10 %	1/4 W
R 4, R 6, R 8,	2,2 kΩ,	10 %	1/4 W
R 5, R 7	15 kΩ,	10 %	1/4 W
R 9	5,6 kΩ,	10 %	1/4 W
R 10	6,8 MΩ,	10 %	1/4 W
R 11	3,3 kΩ,	10 %	1/4 W
R 12, R 13	1 kΩ,	10 %	1/4 W
R 14, R 15, R 17, R 18, R 23	220 Ω,	10 %	1/4 W
R 16	100 Ω,	10 %	1/4 W
R 19	120 Ω,	10 %	1/4 W
R 20	75 Ω,	10 %	1/4 W
R 21	560 Ω,	5 %	1/4 W
R 22	75 Ω,	5 %	1/4 W
R 24, R 25	100 kΩ,	10 %	1/4 W
	Potentiometer		

Halbleiter

IS 1	MM 57105 N
IS 2	MM 53114
IS 3	LM 1889 N
IS 4	SL 00216
T 1	NB 121 EY

Spulen

L 1	7... 10 µH
L 2, L 3	0,056...0,076 µH
L 4	0,067 µH
L 5	0,16 µH

Quarz 4,433618 MHz, 0,005 %

Die angegebenen engen Toleranzen der Widerstände und Kondensatoren müssen nicht unbedingt eingehalten werden. Beim Musteraufbau in unserem Labor wurden handelsübliche Bauteile verwendet.

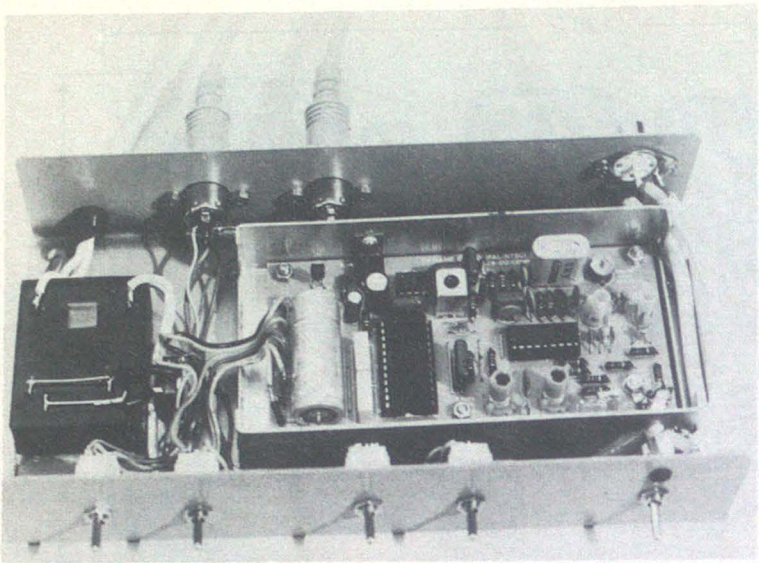


Bild 8. Mechanischer Aufbau des Spiels in ein Teko-Gehäuse vom Typ 4/A

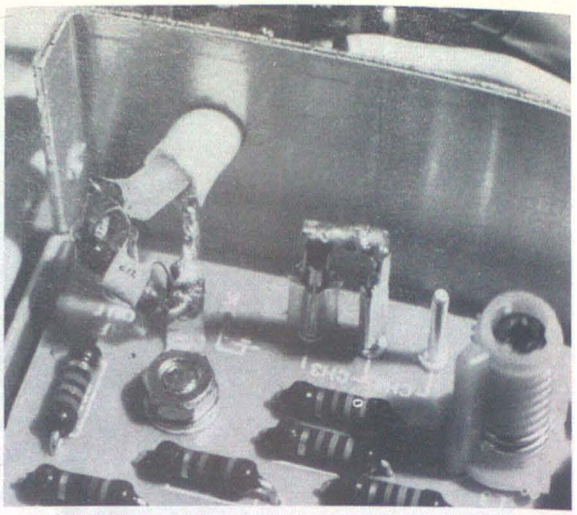


Bild 9. Das Filter C27/R22 muß möglichst kurz am Ausgang der Platine angeschlossen werden, um unerwünschte Ausstrahlung von Nebenwellen zu vermeiden

Anschließend muß L 3 (Einstellung von Kanal 3) solange verstellt werden, bis ein Bild auf dem Fernsehgerät erscheint. Wenn dies nicht möglich ist, sollte der Versuch auf Kanal 4 (sowohl beim Fernsehgerät als auch beim Spiel) fortgesetzt werden und mit L 4 ebenfalls ein Bild eingestellt werden.

In beiden Fällen kann es notwendig werden, C 13 abzustimmen (Farbfrequenzeinstellung) um sicherzustellen, daß der Farboszillator arbeitet (möglicherweise schwingt er bei extremen Stellungen von C 13 nicht an). Mit L 1 wird der Ton auf optimale Qualität eingestellt. Nun werden alle Funktionen überprüft. Zunächst die Farberzeugung (C 13 und die Kanalfrequenz müssen möglicherweise nachgestimmt werden); anschließend erfolgt die Überprüfung der Schlägerbewegung und Reichweiten, der Resetfunktionen, der Spielwahlfunktionen, der Wahl von Kanal 3 und 4 sowie der richtigen Spielfunktionen der einzelnen Spiele.

Während einer eventuellen Fehlersuche oder bei Abgleicharbeiten muß der Spannungsregler nicht unbedingt Wärmekontakt mit dem Gehäuse haben. Er wird beim Betrieb zwar heiß, bleibt jedoch innerhalb des vorgeschriebenen Temperaturbereichs. Vorsicht ist übrigens noch beim Einsetzen der MOS-Schaltung in die Schaltung angebracht; sie können leicht durch statische Spannungen zerstört werden. Auch unsachgemäße Erdung von einzelnen Pins oder das Anlegen falscher Spannungen an die IS führt zur Zerstörung einzelner oder der ganzen Funktion.

MOS-Schaltungen dürfen außerdem nicht eingesteckt oder entnommen werden, wenn an der Platine Spannung liegt. Ferner sollte kein Signal an die MOS-Schaltung geführt werden, wenn die Versorgungsspannung nicht anliegt. Vorsicht ist auch beim Anlegen einer externen Spannung geboten; hier sollte immer zuerst die Verbindung hergestellt und dann erst das Netzteil eingeschaltet werden. Umgekehrt beim Abschalten: Zunächst das Netzteil ausschalten und dann die Verbindungsleitungen entfernen. Bei Nichteinhalten dieses Verfahrens könnten Spannungsspitzen auftreten, die die MOS-Schaltungen ebenfalls zerstören.

Der Teilbausatz, der alle Halbleiter, Spulen, den Quarz, den Trimmer und die Platine enthält, ist bei der Firma Componex, Liebigstr. 25, 4000 Düsseldorf 30, zum Preis von 66,60 DM erhältlich.

Bild 10. So sieht das fertige Spiel mit den beiden Bedienteilen aus. Falls für das Außengehäuse eine Metallausführung gewählt wird, muß dieses nach den VDE-Vorschriften geerdet werden

Low und High

In den Bauanleitungen der FUNKSCHAU finden sich häufig Zeichen wie „L", „H" selten „0" und „1". Leider führt eine bei digitalen Schaltungen früher verbreitete Darstellungsweise der binären Pegel (0 und L) manchmal zu Mißverständnissen. Wenn in P+H ein Schaltzustand mit „L" bezeichnet ist, handelt es sich um die Binärziffer 0, und nicht (wie früher teilweise üblich) um eine 1; letztere wird als Logikpegel durch „H" umschrieben. L und H stehen für „Low" und „High" – eine recht bildliche Beschreibung digitaler Zustände.

Da allein die Quarze für ein 2-m-Kanalfunkgerät einen erheblichen Teil der Gesamtkosten ausmachen und ein frei durchstimmbares Gerät auch betriebstechnische Vorteile aufweist, verwenden viele Funkamateure einen VFO als Frequenzaufbereitung. Um die damit zusammenhängenden Probleme wie Einstellgenauigkeit und Skalenmechanik zu umgehen, wird hier ein für diesen Zweck geeigneter Zähler beschrieben.

Dieter Oster

Digitale Frequenzanzeige für Funkgeräte

Das Prinzip

Zur Frequenzanzeige bieten sich zwei Möglichkeiten an: Entweder wird die tatsächliche Sendefrequenz gemessen, wobei allerdings die Empfangsfrequenz ein Buch mit sieben Siegeln bleibt, oder aber die vom VFO erzeugte Frequenz, die natürlich erst umgerechnet werden muß.

Ihre Aufbereitung erfolgt leider im Sender anders als im Empfänger, so daß auch im Zähler eine unterschiedliche Verarbeitung notwendig wird. In der Mehrzahl der heute üblichen Geräte wird die Sendefrequenz einfach durch Vervielfachung der VFO-Frequenz gewonnen:

$$f_s = f_{VFO} \cdot V_s,$$

wobei f_s die Sendefrequenz, f_{VFO} die vom VFO erzeugte Frequenz und V_s der Vervielfachungsfaktor des Senders ist. Um die richtige Frequenz anzuzeigen, muß natürlich auch der Zähler die VFO-Frequenz mit diesem Vervielfachungsfaktor multiplizieren.

Bei der Aufbereitung der Empfangsfrequenz im Funkgerät kommt zur Vervielfachung noch ein Versatz um die Zwischenfrequenz hinzu:

$$f_e = f_{VFO} \cdot V_e + f_z.$$

f_e ist hier die Empfangsfrequenz, V_e der im Empfänger wirksame Vervielfachungsfaktor. Außer der Multiplikation mit V_e muß der Zähler also auch noch eine Addition von f_z, also der Zwischenfrequenz, bewerkstelligen.

Die Kombination beider Meßprobleme erfordert also eine Sende-Empfangsumschaltung des Zählers. Wie das resultierende Blockschaltbild dann aussieht, zeigt *Bild 1*.

Die Schaltung

Als Zähler wird hier die IS ICM 7208 von Intersil verwendet – ein CMOS-Baustein, der auch bereits die Treiber für eine 7stellige Siebensegment-Anzeige enthält. Der Oszillator für die Referenzfrequenz der Torzeit ist mit der IS ICM 7207 realisiert. Als Anzeige eignet sich jedes LED-Display mit gemeinsamer Katode.

Elektronische Multiplikation

Die der Frequenzvervielfachung entsprechende Multiplikation wird durch eine Verlängerung der Zähler-Torzeit erreicht. Deshalb ist die IS ICM 7207 nicht direkt, sondern über eine zusätzliche Ansteuerlogik mit der Zähler-IS verbunden.

Soll z. B. die Frequenz des Sender-VFO um den Faktor 12 vervielfacht werden, so müßte die Torzeit von 1 s auf 12 s verlängert werden – ein für die schnelle Ablesung recht hoher Wert. Statt dessen wird eine Torzeit von nur 1,2 s gewählt; die sich dadurch ergebende Verschiebung der Anzeige um eine Dezimalstelle erfordert lediglich eine entsprechende Korrektur der Kommaposition im Display.

Die IS ICM 7207 liefert zunächst eine Torzeit von 0,1 s und eine ebenso lange Pause; die Periodendauer ihres Ausgangssignals beträgt also genau 0,2 s. Um nun eine Torzeit von 1,2 s zu erreichen, müssen also genau 6 Perioden abgezählt werden. Dies geschieht mit einem 3stufigen Binärzähler, der von 0 bis 7 zählt, wobei in den Schritten 1 bis 6 die Torschaltung aktiviert wird.

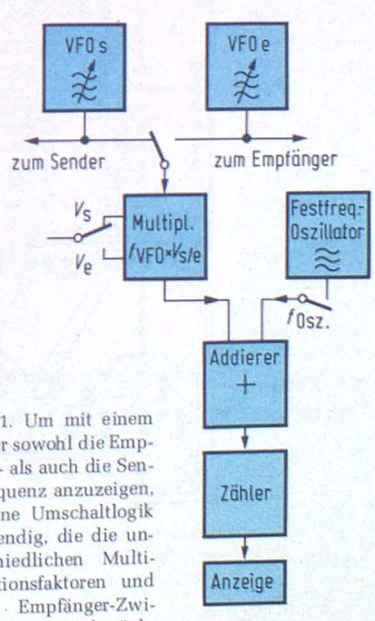


Bild 1. Um mit einem Zähler sowohl die Empfangs- als auch die Sendefrequenz anzuzeigen, ist eine Umschaltlogik notwendig, die die unterschiedlichen Multiplikationsfaktoren und die Empfänger-Zwischenfrequenz berücksichtigt

Addition der Zwischenfrequenz

Nehmen wir an, der Vervielfachungsfaktor im Empfänger betrage 9 und die Zwischenfrequenz sei 10,7 MHz. Der Zähler führt also zunächst einmal die Multiplikation durch, indem die Torschaltung für 0,9 s freigegeben wird. Dann wird der Zählereingang vom VFO getrennt und erhält für genau 0,1 s den (wegen der oben erwähnten Verschiebung der Dezimalstellen) zehnten Teil der Empfänger-Zwischenfrequenz, hier also 1,07 MHz.

Der elektronische Umschalter ist mit IS 6 realisiert, während IS 7 (ICM 7209) und der Quarz Q2 die Additionsfrequenz liefern. Da die Zähler-IS nur etwa 5 MHz als maximale Taktfrequenz verarbeiten kann, dient eine TTL-IS (74196) als Vorteiler; die VFO-Frequenzen können dadurch 25 MHz und mehr betragen. Die resultierende Auflösung der Anzeige ergibt sich dann zu 100 Hz, ein für die Praxis mehr als ausreichender Wert.

Bild 2 zeigt das Gesamtschaltbild der Frequenzanzeige. Das Prinzip kann natürlich auch bei bereits vorhandenen Zählern nachträglich verwendet werden, um die zusätzliche Möglichkeit der Empfangsfrequenz-Anzeige zu schaffen.

Der Aufbau

Die in *Bild 3* gezeigte Platine läßt sich bei Bedarf zur Anpassung an die im 2-m-Gerät vorhandene Einbaufläche auch an der durch zwei parallel geführte Leiterbahnen gekennzeichneten Stelle auseinandersägen; die drei dadurch aufgetrennten Verbindungen müssen natürlich durch Drähte ersetzt werden. Diese Platine ist zusammen mit den IS und den Quarzen (Q2 ist für mehrere gängige Zwischenfrequenzen lieferbar) von der Firma J. Frank, Was-

serburger Landstr. 120, 8000 München 82, erhältlich.

Bild 4 zeigt den passenden Bestückungsplan. Es empfiehlt sich unbedingt, für die IS Fassungen zu verwenden und insbesondere die CMOS-IS erst am Schluß einzusetzen. Die Anzeige kann durch Drahtbrücken starr an der Leiterplatte befestigt werden; die Reihenfolge der Anschlüsse auf der Platine stimmt dabei mit der Anschlußbelegung der HP-Anzeige 5082-7441 überein.

Um zu verhindern, daß die Störstrahlung der Teiler im Zähler in den Empfänger gelangt, ist es ratsam, die gesamte Schaltung in ein passendes Metallkästchen zu setzen und die Betriebsspannungs-Zuführungen abzublocken.

Die Helligkeit der Anzeige kann in weiten Grenzen durch Variation der Anzeigen-Vorwiderstände gewählt werden, wie das auch bei der Beschreibung des Mini-Zählers in der FUNKSCHAU 1976, Heft 7, erwähnt wurde.

Programmierung

Die *Tabelle* nennt verschiedene Beispiele, wie die Vervielfachungsfaktoren von Sender und Empfänger programmiert werden können. Das geschieht durch Auftrennen von Leiterbahnen bzw. durch Einlegen von zusätzlichen Drahtbrücken. *Bild 5* zeigt ein Beispiel, wie die Sende-Empfangsumschaltung mit einem Relais (4 x Um) zu bewerkstelligen ist.

Da bei einem Vervielfachungsfaktor von nur 3 oder 4 die VFO-Frequenz von 2-m-Geräten die garantierte maximale Taktfrequenz von IS 8 überschreitet, muß in diesem Fall dem Eingang ein zusätzlicher 2:1-Teiler in (74196) vorgeschaltet werden. Diese zusätzliche

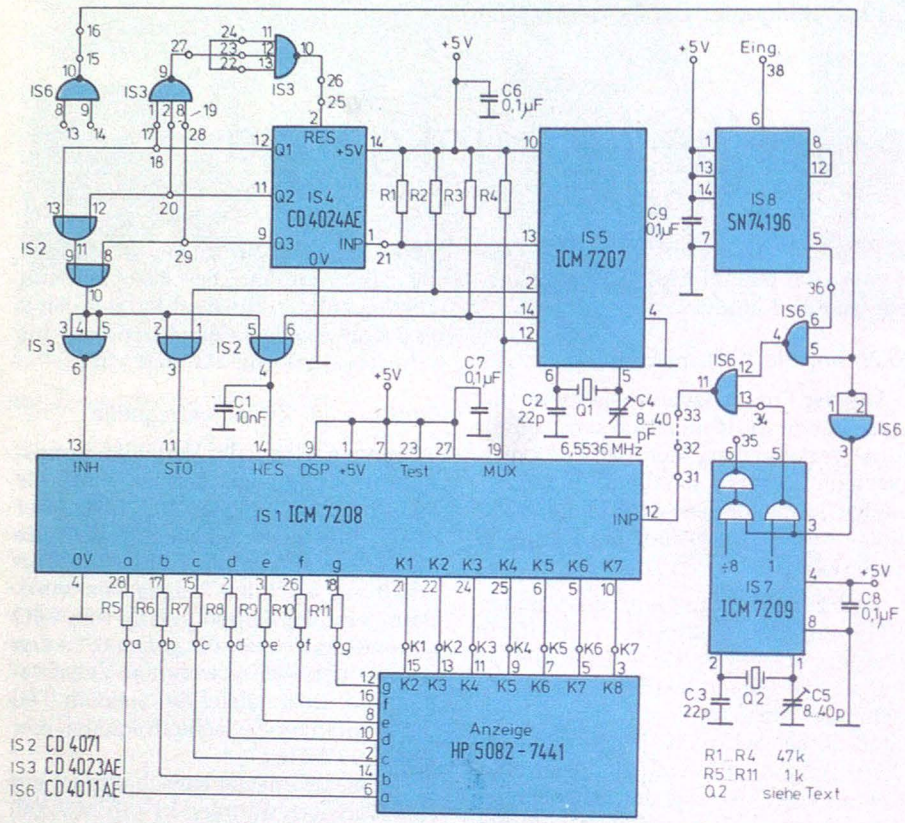


Bild 2. Bis auf IS 8 ist die Schaltung in CMOS-Technik aufgebaut; dadurch liegt der Stromverbrauch unter 100 mA.

Programmierung verschiedener Multiplikationsfaktoren

V	Auftrennen von Leiterbahnen	Einlegen von Brücken	Bemerkungen
a) Sender			
4	19–20	18–19, 32–36, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196, Vorteiler ÷2
4	28–29	32–36, 28–19	
8	19–20	18–19, 32–36	
10	17–18	17–19, 32–36	
12	–	32–36	
b) Empfänger			
3	17–18, 19–20	13–14–29, 19–28, 17–21, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196, Vorteiler ÷2
3	28–29	13–21, 14–20, 28–19	
4	19–20	19–21, 13–18, 14–29, 38–2, 5 V–6–12, Eing. an 7	IS 9 = 74196 Vorteiler ÷2
4	28–29	28–21, 13–18, 14–20	
8	19–20	19–21, 13–18, 14–29	
9	27–(22, 23, 24), 15–16, 17–20	19–21, 16–27, 13–20, 14–29, 15–(22, 23, 24)	
10	17–18	17–21, 13–20, 14–29	

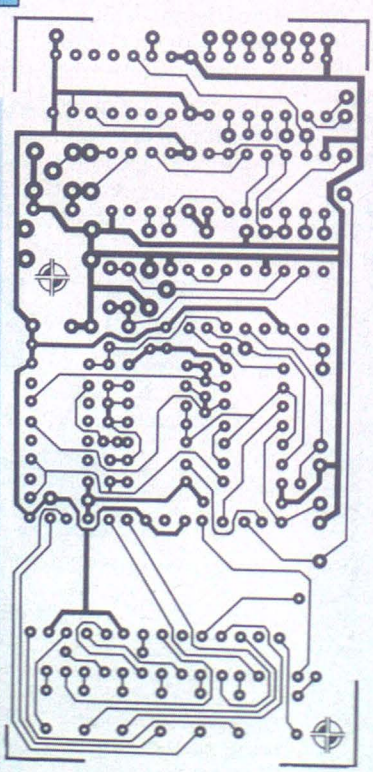


Bild 3. Auf der Platine findet auch ein zusätzlicher Vorteiler für Eingangsfrequenzen über 25 MHz Platz (IS 9)

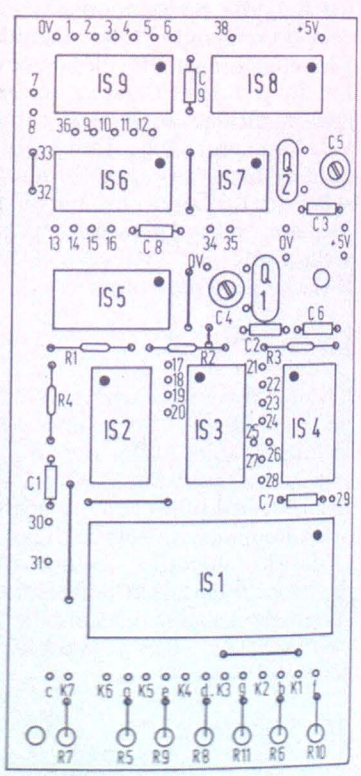


Bild 4. Der Bestückungsplan. Die durchnumerierten Anschlußpunkte dienen zur Programmierung der Multiplikationsfaktoren; die Frequenz von Q2 soll ein Zehntel der Empfänger-Zwischenfrequenz betragen

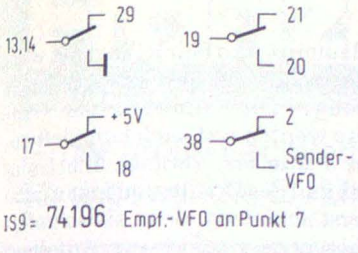


Bild 5. Sende-Empfangsumschaltung für $V_s = 12$ und $V_e = 3$. Zusätzlich sind die Leiterbahnen zwischen den Punkten 17 und 18 sowie zwischen 19 und 20 aufzutrennen und Brücken zwischen 38 und 2 sowie +5 V, 6 und 12 einzulöten

Schaltung findet in Form von IS 9 ebenfalls noch auf der Platine Platz.

Geeigneter Vorverstärker

Der Eingang der Schaltung benötigt einen für TTL-IS ausreichenden Pegel,

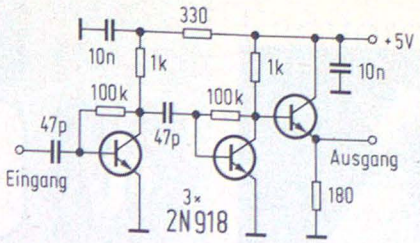


Bild 6. Geeignete Vorverstärker-Schaltung. Sie ermöglicht eine lose Kopplung an den VFO und liefert am Ausgang TTL-Pegel

der normalerweise nicht vom VFO zur Verfügung steht. Eine dafür geeignete Vorverstärker-Schaltung zeigt *Bild 6*; eine Platine wurde hierfür allerdings nicht entworfen, da es sich empfiehlt, ihn direkt neben den VFO zu setzen und der dort zur Verfügung stehende Platz von Gerät zu Gerät recht unterschiedlich ist.

Berichtigung

Akustische Alarmzentrale

Heft 15/77, S. 699

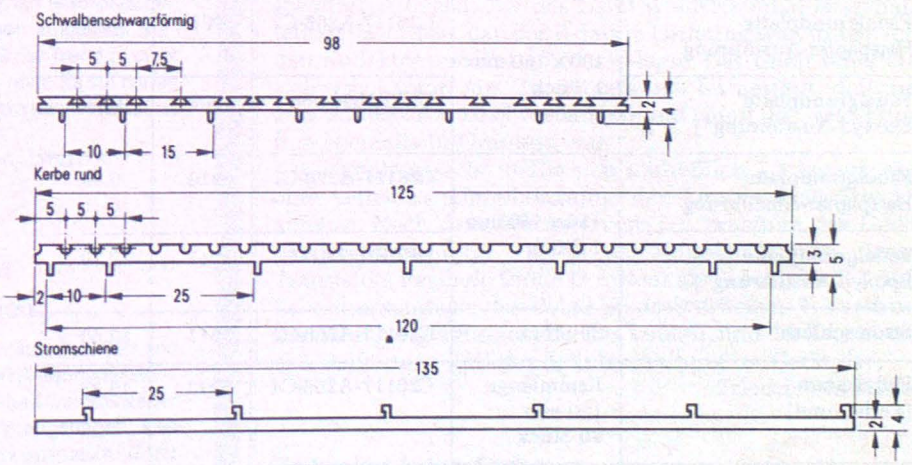
In Bild 1 fehlt der Verbindungspunkt von R 16 zum Minuspol des Akkus. Die Dioden ZD 1 und ZD 2 sind verpolt. In Bild 6 ist die Diode ZD 1 ebenfalls verpolt. Sie hat eine Z-Spannung von 13 V, wie in Bild 1 angegeben. Ebenfalls in Bild 6 sind Gate und Katode des Thyristors vertauscht.

In den wenigsten Fällen lohnt es sich, für Versuchsschaltungen oder auch für kleinere Steckkarten-Stückzahlen eigens geätzte Leiterplatten herstellen zu lassen. Einen Ausweg bietet hier die von Siemens entwickelte Fädeltechnik, bei der in eine spezielle Grundplatte gesteckte Bauelemente sich schnell und sauber mit lackisoliertem Draht verbinden lassen.

Mit dem Fädelstift verdrahten

Neue Verdrahtungstechnik für Versuchsschaltungen

Die Fädelgrundplatte, die es zur Zeit in acht verschiedenen Standardabmessungen gibt, ist dazu mit einem Lochraster versehen. Der Durchmesser dieser Löcher beträgt 1,2 mm und der Lochabstand 2,5 mm, d.h. die Grundplatte kann praktisch alle Bauelementetypen aufnehmen. Neben der fest auf den Plattenrand montierten Anschlußleiste können noch Fädelkämme, die zur Drahtführung dienen, sowie Stromschienen für die Speisespannungen der Bauteile an beliebiger Stelle der Grundplatte eingesteckt werden (*Bild 1*).



Verschiedene Ausführungen von Fädelkämmen zur Aufnahme des Drahtes (oben und Mitte) und eine Stromschiene (unten)

Tabelle 1. Technische Daten der Fädeltechnik

Drahtart: doppelt isolierter lötfähiger Lackdraht	Cu-LL rt V1 Typ 28 F
Drahtdurchmesser	0,2 mm
Dicke der Isolationsschicht	13 µ
Spannungsfestigkeit	650 V (50 V/µ Isolationsdicke)
Drahtwiderstand	1 Ω/1,8 m
Drahtrolle, bewickelt	50 m
Rastermaß der Fädelgrundplatte	2,5 mm
Durchmesser der Rasterbohrungen	1,3 mm
Thermische Dauerbelastung	5 A/mm², Gleichstrom
Störsicherheit	0,4 V/8 cm Drahtparallel-Führung, max. zul. Frequenz 3,2 MHz
Grundplattenmaterial	Hartpapier, TFL 1,5 DIN 40605-HP 2063 W-GE
	Epoxyd, TFL, 1,5 DIN 40606-HGW 2372

Zum eigentlichen Verdrahten wird ein kugelschreiberähnliches Gebilde, der sogenannte Fädelstift, verwendet (*Bild 2*). An seinem oberen Ende trägt er eine Rolle mit lackisoliertem Kupferdraht, der durch das Innere des Stiftes läuft und an dessen Spitze austritt. Der Draht wird an einen beliebigen Anfangspunkt gelötet und von dort über die Fädelkämme zu den Bauteilen geführt. Dabei wickelt man den Draht lediglich mit ein paar Windungen um den erreichten Anschlußstift des jewei-

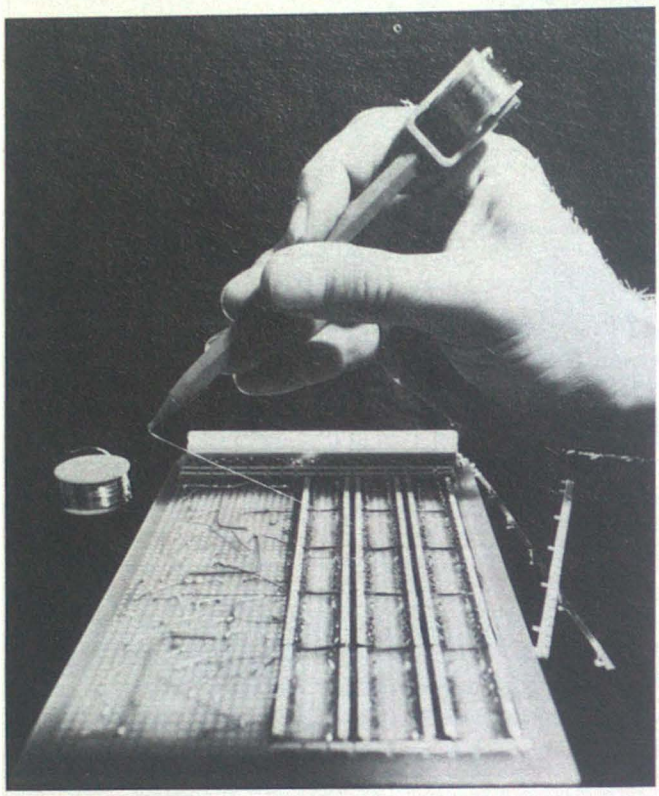


Bild 2. Der Fädelstift in Aktion

ligen Bauteiles und fädelt ihn dann weiter oder schneidet ihn ab – je nach Schaltung. Die umwickelten Anschlüsse werden erst nach komplett gefädelter Platte fest verlötet. Die Isolationsschicht des Drahtes muß man dazu nicht erst abkratzen, denn sie schmilzt beim Lötvorgang sofort weg. Auf diese Weise lassen sich Versuchsschaltungen rasch und billig zusammenstellen und sie können auch, da sie kein Provisorium sind, z. B. in Geräten und Anlagen mit geringerer Stückzahl fest eingebaut werden.

Die *Tabelle 1* nennt die technischen Daten der bei der Fädeltechnik verwendeten Materialien, *Tabelle 2* die Bauteile und ihre Bestellbezeichnungen, unter der sie beim Siemens-Bauteileservice, Lieferzentrum Fürth, Gründlacherstr. 260, Postfach 146, 8510 Fürth-Bislohe, erhältlich sind. ■

Tabelle 2. Lieferbare Einzelteile

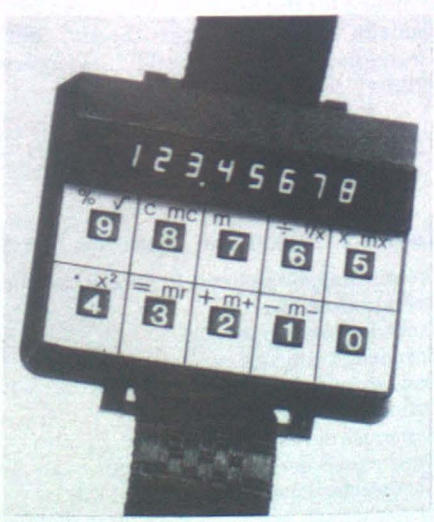
Produktbezeichnung	Abmessungen Stück je Packung	Bestell-bezeichnung	Lager-Nr.	Preise in DM
Fädelgrundplatte Hartpapier-Ausführung	100 x 160 mm 1 Stück	C26117-A268-C1	5908	5,45
Fädelgrundplatte Epoxyd-Ausführung*)		DKBE26601-68	5909	10,70
Fädelgrundplatte Hartpapier-Ausführung	110 x 160 mm 1 Stück	C26117-A270-C1	5910	6,25
Fädelgrundplatte Epoxyd-Ausführung*)		DKBE26601-72	5911	12,10
Stromschiene	30 Stück	C26117-A268-C2	5912	12,60
Fädelkamm (Kerbe rund)	Kammlänge 120 mm 30 Stück	C26117-A268-C4	5913	15,85
Fädelkamm (Kerbe schwalbenschwanzförmig)	Kammlänge 98 mm 30 Stück	C26117-A270-C4	5914	15,85
Fädelstift	1 Stück	C26407-A36-A1	5915	18,75
Drahtrolle für Fädelstift (bewickelt) rot	Drahtlänge 50 m 1 Rolle	C26407-A36-C2 rot	5916	4,25
grün		C26407-A36-C2 grün	5917	
blau		C26407-A36-C2 blau	5918	

*) für höhere mechanische Beanspruchung
Die Preisangaben sind ohne Mehrwertsteuer

Armbandrechner-Bausatz

Die britische Firma Sinclair Instruments hat einen Armbandrechner *(Bild)* herausgebracht, der nur als Bausatz erhältlich ist (Vertrieb in Deutschland: J. Schumpich, Taufkirchen). Mit nur 10 Tasten können folgende Funktionen ausgeführt werden: Die vier Grundrechenarten, x^2, $\sqrt{x}$, 1/x. Der Rechner hat ferner eine %-Automatik und einen 5-Funktionen-Speicher. Die Eingabe der Rechnungen erfolgt in algebraischer Reihenfolge.

Der Bausatz enthält alle erforderlichen Teile: Gehäuse, Fenster für die Anzeige, 8stelliges LED-Display, Armband, Platine, Schalter, Drucktasten, Rechnerchip und Batterien. Eine ausführliche Montage- und Bedienungsanleitung ist natürlich ebenfalls beigelegt.



Dieser Armbandrechner ist nur als Bausatz erhältlich

Ing. (grad.) W. Brettschneider
Ing. (grad.) E. Niebisch
Prof. Dr. Ing. G. Schnell

Wenn auch die folgende Bauanleitung relativ umfangreich ist, dürfte sie doch für viele Hobby-Elektroniker interessant sein. Das hier vorgestellte Gerät erlaubt die Messung von Drift und Flutter bei Tonbandgeräten und Plattenspielern, wobei zwischen linearer und nach DIN 45 507 bewerteter Anzeige gewählt werden kann.

Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

1. Teil

Bei der Schallaufzeichnung und -wiedergabe läßt sich infolge der begrenzten Präzision des mechanischen Antriebes kein völlig konstanter Vorschub des Tonträgers erzielen. Kleine kurzzeitige Schwankungen (Flutter) und häufig auch ein Unterschied der

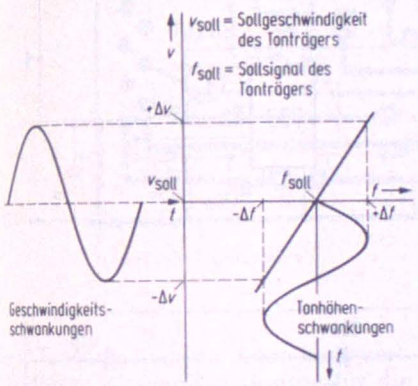


Bild 1. Der Zusammenhang zwischen Geschwindigkeits- und Tonhöhenschwankungen ist rein linear

mittleren Geschwindigkeiten (Drift) am Anfang und am Ende der Aufnahme sind unvermeidlich [1,2].

Die Norm 45 507 schlägt zur Messung der Gleichlaufschwankungen ein Meßgerät vor, das folgendermaßen arbeitet:

Ein Pilotton von 3150 Hz (hier ist das Ohr am empfindlichsten) wird abgespielt, wobei über einen Frequenzdiskriminator die von der Gleichlaufschwankung herrührende Frequenzmodulation erfaßt wird (*Bild 1*). Wird diese Frequenzmodulation im Bereich von 0,2 Hz bis 300 Hz direkt zur Anzeige gebracht, so spricht man von linearer bzw. unbewerteter Anzeige. *Bild 2* zeigt den Frequenzgang des Meßgerätes in Stellung „linear".

Will man berücksichtigen, daß das Ohr nicht für alle Schwankungsfrequenzen gleich empfindlich ist, so muß vor die Anzeige ein Bewertungsfilter geschaltet werden. Das von der Norm vorgeschlagene Bewertungsdiagramm ist zusammen mit dem Verlauf des Bewertungsfilters des Meßgerätes ebenfalls aus Bild 2 ersichtlich.

Für Messungen an Plattenspielern muß eine Meßschallplatte DIN 45 507 vorhanden sein. Tonbandgeräte können entweder mit einem Tonband, auf dem der Normton vorhanden ist (BASF), gemessen werden, oder es ist der Pilotton mit dem zu prüfenden Gerät aufzunehmen und wieder abzuspielen. Zu diesem Zweck besitzt das Meßgerät einen eingebauten Quarzoszillator, der über Teiler 3150 Hz abgibt. Eine derartige Messung ist mehrere Male zu wiederholen, es gilt der schlechteste Meßwert (DIN 45 511).

Gemäß der Norm wurde das Gerät so ausgelegt, daß die Spitze-Spitze-Werte der schnellen Gleichlaufschwankungen (Flutter) angezeigt werden. Bei der

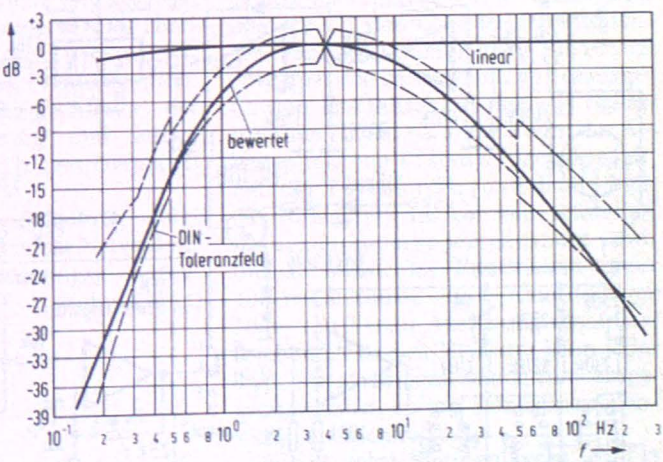


Bild 2. ▶ Durchlaßkurven des Meßgeräts bei linearer und bewerteter Anzeige. Als Vergleich ist das DIN-Toleranzfeld mit eingezeichnet

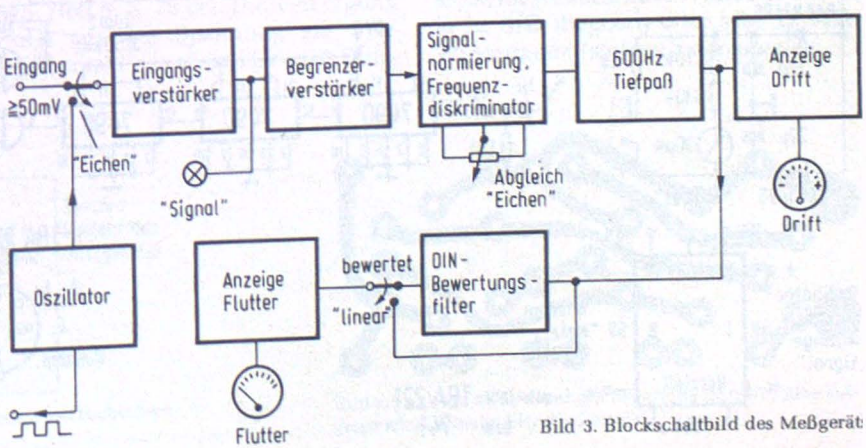


Bild 3. Blockschaltbild des Meßgerät

Ing. (grad.) Wolfgang Brettschneider (26), Starkstromelektriker-Lehre, Nachrichtentechnik-Studium an der Fachhochschule Frankfurt, seit 1976 bei der Bosch-Fernseh-GmbH tätig.

Ing. (grad.) Erich Niebisch (27), Radio- und Fernsehtechniker-Lehre, 1973 Abschluß als staatl. gepr. Elektroniktechniker, Nachrichtentechnik-Studium an der Fachhochschule Frankfurt, seit 1977 bei der Deutschen Bundespost.

Prof. Dr. Ing. G. Schnell (38), 6 Jahre wissenschaftlicher Mitarbeiter der TH Stuttgart, 4 Jahre Stabsmitglied bei Cern, Genf, seit 1973 an der Fachhochschule Frankfurt, Bereiche Meßtechnik und Elektronik.

Drift wird die langsame Abweichung von einer wählbaren Sollgeschwindigkeit erfaßt und angezeigt.

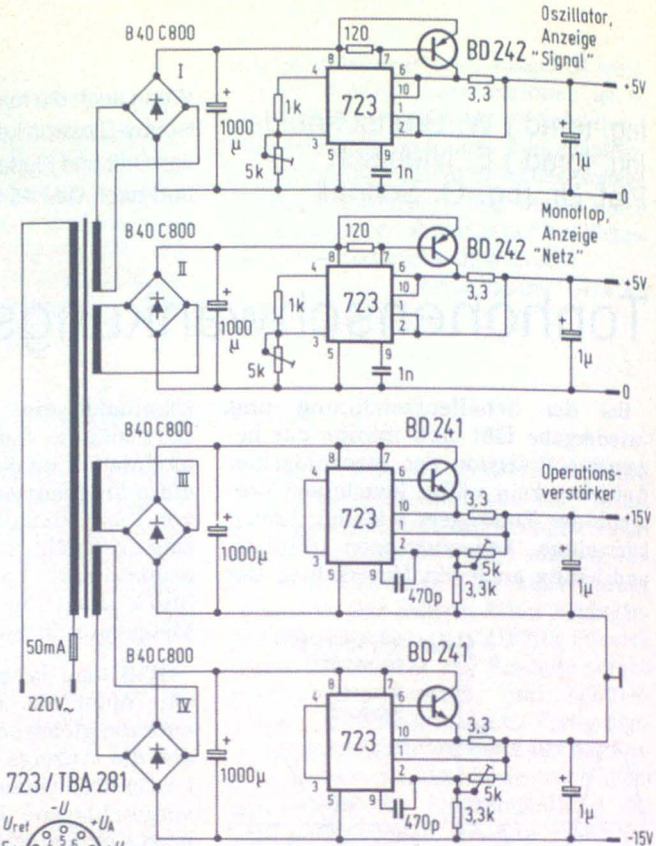
So funktioniert die Messung

Bild 3 zeigt das Blockschaltbild, das wir kurz besprechen wollen.

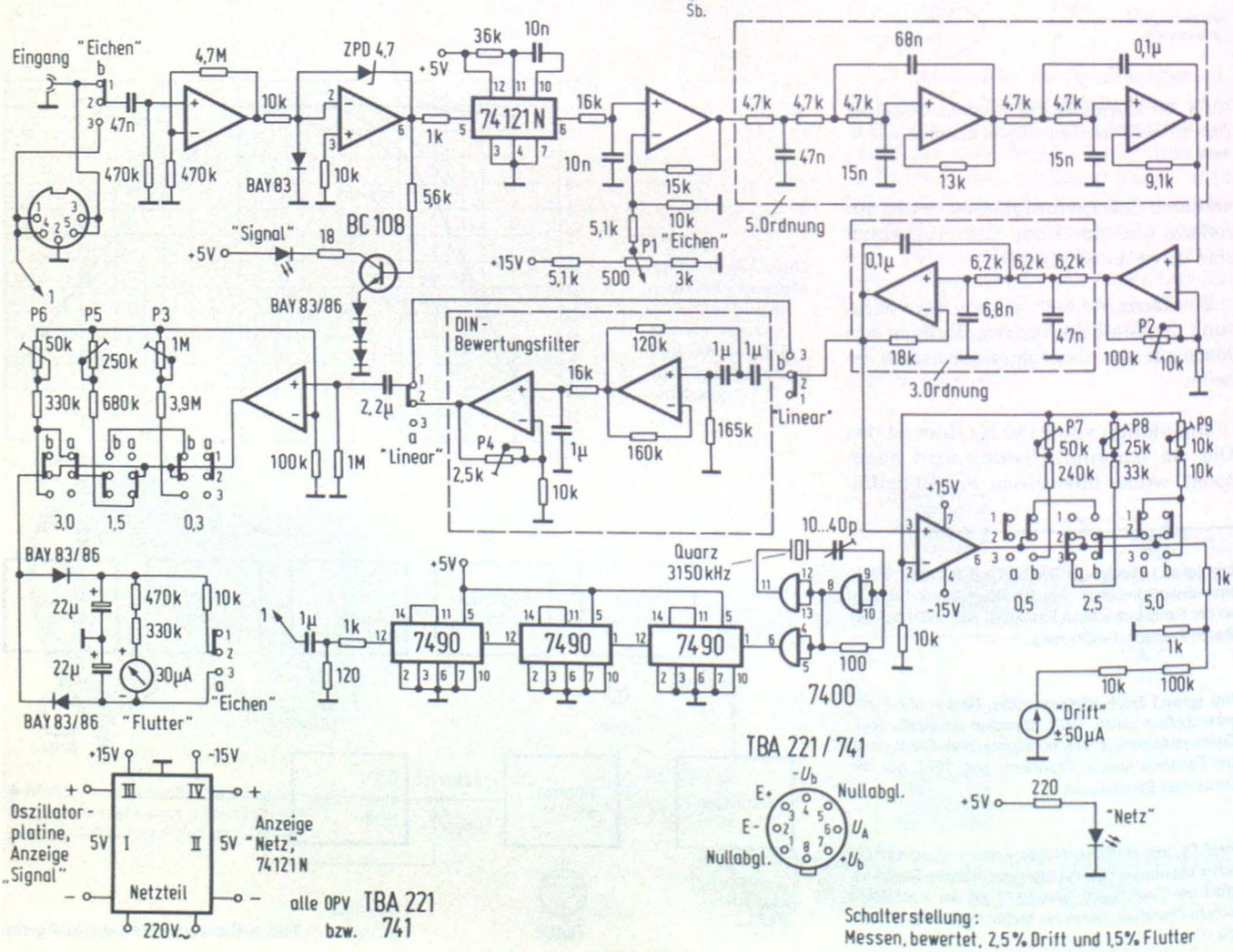
Dem Eingangsverstärker wird über einen Umschalter entweder das Meßsignal des Prüflings oder das Eichsignal des internen Quarzoszillators zugeführt. Das Meßgerät benötigt für eine einwandfreie Messung ein Eingangssignal von mindestens 50 mV. Ob der Eingangspegel groß genug ist oder nicht, wird durch eine Leuchtdiode („Signal") angezeigt.

Mit dem verstärkten und durch einen Begrenzerverstärker vorbereiteten Eingangssignal wird die Signalnormierungsstufe geschaltet, die anschließend

Bild 5. ▶ Die Schaltung des Netzteils. Es liefert die vier hochkonstanten und kurzschlußfesten Versorgungsspannungen



▼ Bild 4. Die Flutter- und Drift-Meßschaltungen und die 3150-Hz-Erzeugung kommen leider nicht ohne einige Abgleichpunkte aus



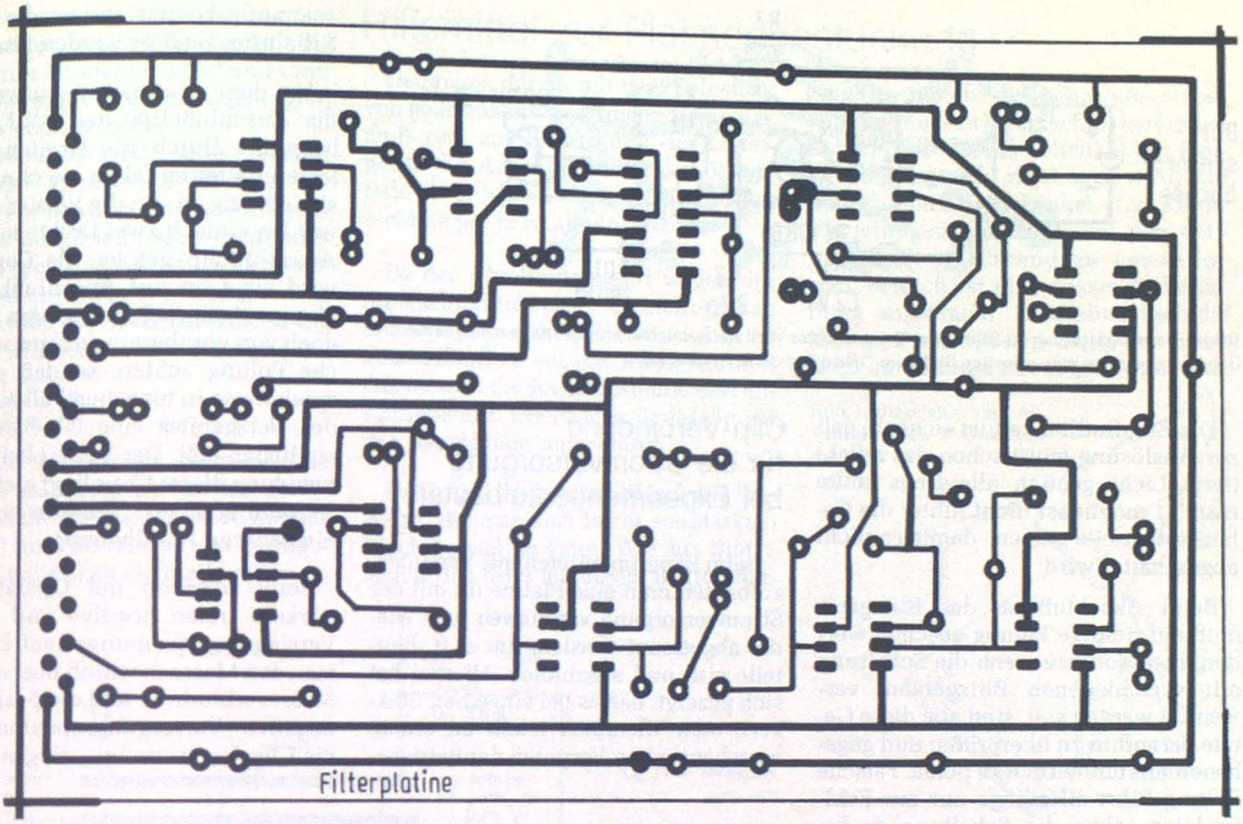


Bild 6. Die Filterplatine

den Frequenzdiskriminator ansteuert. Da dessen Ausgangsspannung für die Meßwertanzeige zu klein ist, wird sie verstärkt und gleichzeitig mit aktiven Tiefpässen von 3150-Hz-Resten befreit. Das resultierende Signal wird nochmals von den einzelnen Meßverstärkern für die „Flutter"- bzw. „Drift"-Anzeige verstärkt und dann zur Anzeige gebracht. Bei der bewerteten Messung der Tonhöhenschwankungen wird das nach DIN 45 507 geforderte Bewertungsfilter in den Signalzweig geschaltet, bei linearer Messung wird es überbrückt.

Zur Erzeugung des Pilottones dient ein quarzstabilisierter Oszillator, der auf 3,15 MHz schwingt und dessen Frequenz auf 3,15 kHz heruntergeteilt wird.

Die vollständige Schaltung zeigt *Bild 4*. Sie enthält auch das Netzteil für die Versorgungsspannungen –15 V, +15 V und +5 V. *(Schluß folgt)*

Fotoelektrischer Zweitblitzauslöser

Die Schaltung *(Bild 1)* dient zum optischen Auslösen zusätzlicher Blitzgeräte durch den von der Kamera synchronisierten Blitz, um eine bessere Ausleuchtung des Aufnahmeobjekts zu erzielen. Sie behält das Grundprinzip der Anordnung nach FUNKSCHAU 1975, Heft 6, S. 78 bei. Die Versorgung erfolgt aus der Spannung am Synchronkontakt des auszulösenden Blitzgerätes (ca. 100...400 V, je nach Gerät) über R2, D1 und C1. Als Lichtempfänger dient ein Fototransistor BP 101/III (T1); über den bei diesem Typ herausgeführten Basisanschluß und die Schaltung aus T2, R1, C2 und C3 wird der Arbeitspunkt von T1 stets so nachgeregelt, daß der Thyristor Th (und damit auch das Blitzgerät) nur bei sehr schnellen Helligkeitsänderungen gezündet wird. So ist selbst das Einschalten einer 100-W-Glühbirne in unmittelbarer Nähe von T1 zur Auslösung nicht ausreichend. Für den Thyristor kann jeder Typ mit niedrigem Zündstrom eingesetzt werden, sofern seine Sperrspannung ausreichend ist.

Bild 2 zeigt Platinenlayout, *Bild 3* den Bestückungsplan. Die Platine läßt es zu, für R2 auch zwei Widerstände mit je 22 MΩ (liegend) oder vier 12-MΩ-Widerstände (stehend) einzubauen.

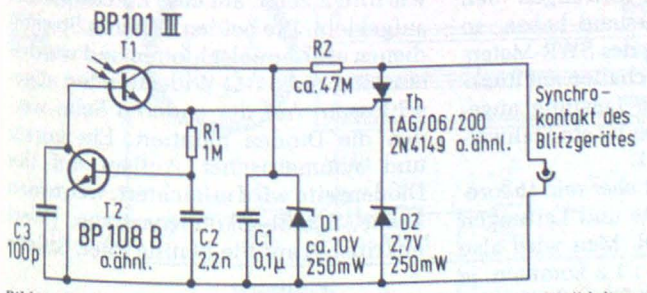


Bild 1. Schaltung des Zweitblitzauslösers. Statt den angegebenen Halbleitern eignen sich natürlich auch ähnliche Typen

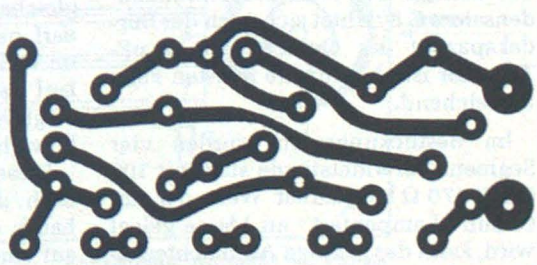


Bild 2. Dank der unaufwendigen Schaltung ist die Platine ausgesprochen winzig; hier die Lötseite

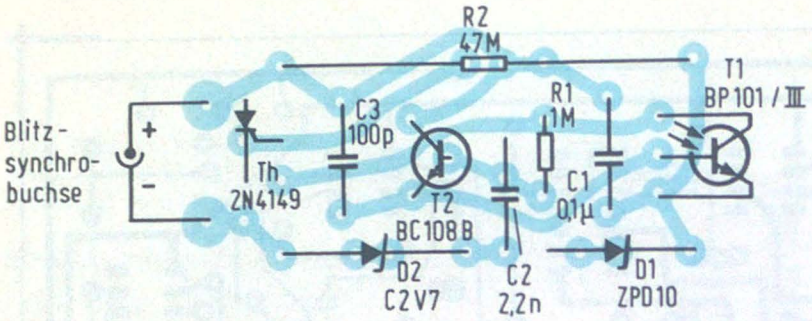


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2. Der Fototransistor wird mit genügend langen Drähten eingelötet, damit er später an eine günstige Stelle im Gehäuse gesetzt werden kann

Die Empfindlichkeit ist so hoch, daß zur Auslösung meist schon das reflektierte Licht genügt; allerdings sollte man T1 möglichst dicht hinter die Gehäusestirnseite setzen, damit er nicht abgeschattet wird.

Beim Anschluß an das Blitzgerät muß auf richtige Polung geachtet werden; insbesondere wenn die Schaltung mit verschiedenen Blitzgeräten verwendet werden soll, sind alle diese Geräte daraufhin zu überprüfen und gegebenenfalls einheitlich zu polen. Falsche Polung führt allerdings nur zur Fehlfunktion, ohne die Schaltung zu beschädigen. Wegen der Verzögerung des Zeitblitzes bis zu einigen ms sollte an der Kamera eine Belichtungszeit von wenigstens 1/50 s gewählt werden.

Martin Weitzel

Clip-Verbindung für die Stromversorgung bei Experimentieraufbauten

Beim Experimentieren mit Versuchsaufbauten muß eine Platine oft mit der Stromversorgung verbunden und wieder abgetrennt werden, um z. B. Bauteile ein- und auszulöten. Hierbei hat sich gezeigt, daß es bei einzelnen Steckern oder Klemmen leicht zu einem versehentlichen Verpolen der Betriebsspannung kommt und so die gesamte Schaltung zerstört werden kann.

Um dem zu entgehen, verwende ich die Anschlußclips der 9-V-Kompaktbatterien. Durch die Gewinnung aus leeren Batterien fallen sie ohnehin kostengünstig an. An die Versuchsplatine werden einfach zwei Drähte mit einem Anschlußclip gelötet, als Gegenstück wird ein Clip mit Anschlußkabel am Netzgerät angeschlossen. Man sollte jedoch von vornherein auf eine einheitliche Polung achten, so daß sich beispielsweise in manchen Fällen anstelle des Netzgerätes eine 9-V-Batterie anschließen läßt. Der Vorteil bei der Verwendung dieser Clips liegt nicht nur im Verpolungsschutz, sondern auch in der einfacheren Handhabung.

Beim Arbeiten mit Operationsverstärkern treten positive und negative Versorgungsspannungen auf; hier leitet man den Masseanschluß über eine feste Masseverbindung und die positive und negative Versorgungsspannung über die Clip-Verbindung. Jürgen Lindner

Berichtigung

Digitale Frequenzanzeige für UKW-Empfänger

FUNKSCHAU 1977, Heft 16, S. 743

In die Zeichnungen haben sich einige Fehler eingeschlichen, die bei manchem Leser Verwirrung stifteten. In der Schaltung (Bild 1) sind bei manchen Abblock-Kondensatoren, deren genauer Wert für die Funktion des Gerätes nicht relevant ist, andere Werte als im Bestückungsplan (Bild 3) angegeben. In Bild 1 muß es statt 2 N 914 natürlich 2 N 918 heißen. Der Wert des Trimmkondensators C 8 richtet sich nach der Bürdekapazität des Quarzes; ein 40-pF-Trimmer ist aber für die meisten Fälle ausreichend.

Im Bestückungsplan wurden vier Segment-Vorwiderstände statt mit 100 Ω mit 470 Ω bezeichnet. Wenn der Anschluß „Lampentest" an Masse gelegt wird, kann das richtige Aufleuchten aller Anzeigensegmente kontrolliert werden.

Ein Stehwellenmeßgerät in Strip-line-Technik

Die Problematik beim Selbstbau von SWR-Meßgeräten liegt zum einen in der Form des Richtkopplers, und zum anderen in der Einhaltung eines bestimmten Wellenwiderstandes für die Meßstrecke. Hier liegt auch die Begründung für eine mangelhafte Genauigkeit, ein hohes Eigen-SWR und eine schlechte Symmetrie. Im folgenden soll eine Methode beschrieben werden, die die Herstellung einer guten 50-Ohm-Leitung und gut zu symmetrierender Koppelschleifen ermöglicht, und zwar ohne Platinenherstellung und mit unproblematischem Gehäuseaufbau. Zuvor ein paar einleitende Worte über Prüfmethoden für SWR-Meter.

Es bieten sich zwei einfache Prüfmethoden an. Ein Sender wird über das SWR-Meter an einen Abschlußwiderstand („dummy load" bzw. künstliche Antenne) angeschlossen. Wenn alle beteiligten Geräte und Leitungen den gleichen Wellenwiderstand haben, so darf, nach Einstellung des SWR-Meters im Vorlauf, beim Umschalten auf Rücklauf keine reflektierte Leistung angezeigt werden. Das bedeutet ein Stehwellenverhältnis von 1 : 1.

Diese Forderung ist aber rein theoretisch, denn alle Geräte und Leitungen haben ein Eigen-SWR. Man wird also auf einen Wert von 1 : 1,2 kommen, je nach Güte der verwendeten Teile. Die anschließende zweite Prüfung ist denkbar einfach: das SWR-Meter wird „verkehrt" angeschlossen. Justiert wird jetzt in Stellung „Rücklauf", abgelesen in „Vorlauf". Der abgelesene Wert muß jetzt auf 0,05 bis 0,1 identisch mit dem der ersten Prüfung sein, sonst ist der Richtkoppler schlecht symmetriert.

Mehrere selbstgebaute und käufliche Stehwellenmeßgeräte wurden beim Verfasser diesen Prüfungen unterzogen. Die ermittelten Werte lagen zum Teil erheblich außerhalb der gesetzten Toleranzwerte.

Die schlechten Ergebnisse regten dann zu den Versuchen mit Strip-line-Elementen an. Von der Fa. Wainwright werden im Mini-Mount-System Impedanzstrips angeboten, die, auf eine Epoxidplatine geklebt, eine Leitung mit definiertem Wellenwiderstand ergeben[1]). *Bild 1* zeigt die verwendete Schaltung. Drei 50-Ω-Strips werden, wie *Bild 2* zeigt, auf eine Epoxidplatine aufgeklebt. Die beiden äußeren Streifen dienen als Koppelschleifen und werden einseitig mit 51-Ω-Widerständen abgeschlossen. Auf der anderen Seite werden die Dioden montiert. Ein kurzer und symmetrischer Aufbau auf der Diodenseite wird erleichtert, wenn man kleine Scheibenkondensatoren (Wert unkritisch) auf die Platine lötet; Stücke

[1]) Bezugsquelle: Fa. Berger-Elektronik, 6000 Frankfurt/M., Am Tiergarten

der Strips tun es auch. Bei der angegebenen Entkopplung ist der Aufbau bis auf die Strips Hf-mäßig „kalt" und kann ohne weiteres (bei kleinen Leistungen) offen betrieben werden.

Als Dioden haben sich beim Verfasser ausgebaute Typen aus alten Ratio-Filtern (OA 79) bewährt. Diese sind meist paarweise ausgesucht und empfindlicher als Typen der AA...-Gruppe; noch besser wären Schottky-Dioden. Wer sich die Mühe der Skalenumzeichnung ersparen will, kann nach der Formel

$$SWR = \frac{U_V + U_R}{U_V - U_R}$$

auch nach Skalenteilen rechnen. Das Gerät war ursprünglich für das UKW-Band gedacht, ist aber für KW-Bänder (auch CB) trotz der dort etwas geringeren Empfindlichkeit ebenfalls geeignet.

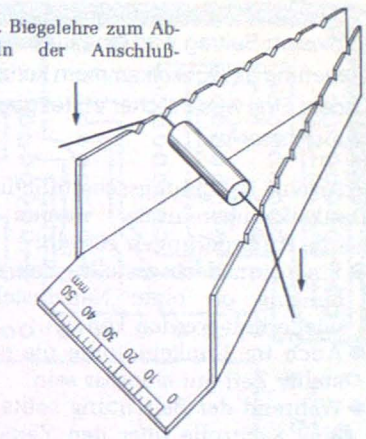
Hilfsmittel zur Platinenbestückung

Derjenige, der oft mit dem Selbstbau von gedruckten Schaltungen zu tun hat, muß sich zur Bestückung der Leiterplatte die Anschlußdrähte der Einzelteile in entsprechendem Abstand zurechtbiegen bzw. abwinkeln.

Da der Abschlußabstand wegen der unterschiedlichen Bauteilegrößen nicht immer einheitlich sein kann, ist man außerdem auf das Abzählen oder Ausmessen der Rasterabstände und anschließendes Übertragen der Maße auf das Bauelement angewiesen.

Dafür hat sich eine Biegelehre bewährt, die man sich leicht aus starkem Blech herstellen kann. Wie aus *Bild 1* ersichtlich (hier mit einem Bauteil dargestellt), besteht die Lehre aus einem U-förmigen, stark konisch zulaufenden Gebilde, auf dessen Schenkel das Bauteil aufgelegt und abgebogen wird. Auf den Kanten der Schenkel sind kleine Vertiefungen eingefeilt, um den definierten Biege-Abstand zu gewährleisten; seitlich ist eine passende Bemaßung angebracht. Zusätzlich befindet sich an der breitesten Stelle der Lehre noch eine Zunge mit aufgeklebter Ska-

Bild 1. Biegelehre zum Abwinkeln der Anschlußdrähte



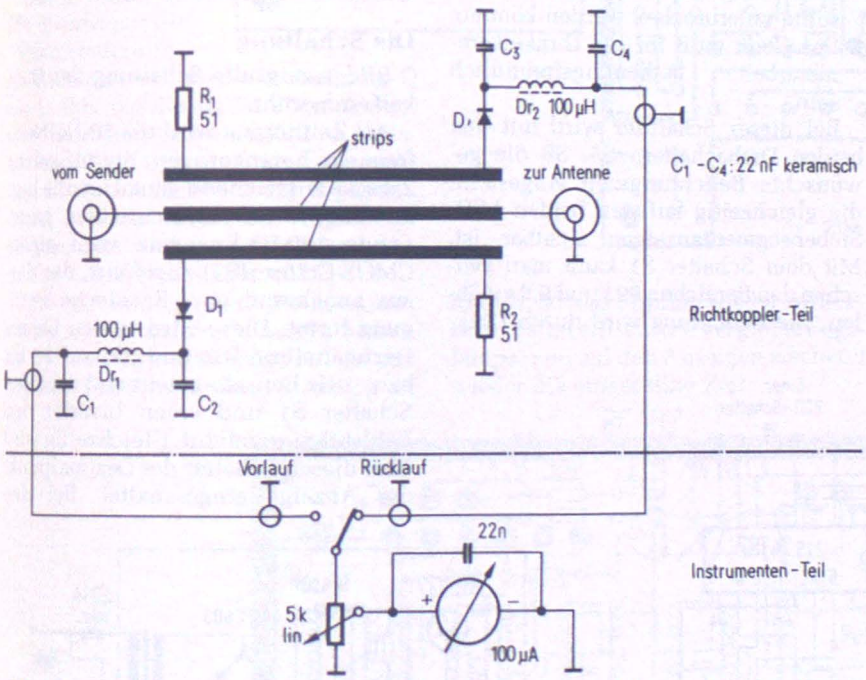


Bild 1. Schaltbild des Stehwellenmeßgerätes. Für die Drosseln können auch Ferritperlen verwendet werden; der genaue Induktivitätswert spielt hier keine Rolle

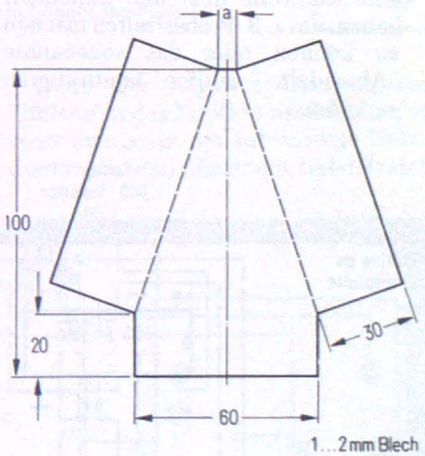


Bild 2. Blechrohmaße zur Herstellung der Lehre

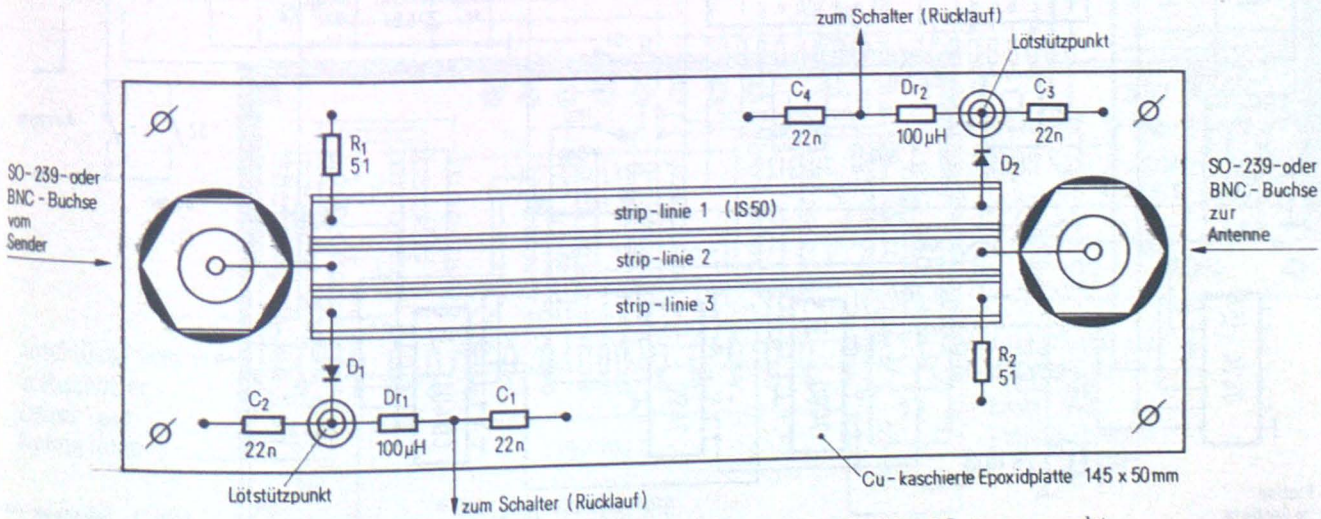


Bild 2. Mechanischer Aufbau des Richtkopplers. Als Koppelleitungen werden hier Impedanzstrips des Mini-Mount-Systems verwendet

la, womit man den Rasterabstand auf der zu bestückenden Platine schnell abmessen kann, ohne ein weiteres Hilfsmittel benutzen zu müssen.

Die Blechrohmaße zur Herstellung dieser Lehre sind aus *Bild 2* ersichtlich. Der Abstand „a" soll so klein wie möglich gehalten werden, jedoch gestaltet sich dadurch der Biegevorgang des Bleches immer schwieriger. Die Stellen zum Einfeilen der kleinen Vertiefungen (Dreikantfeile) auf den Schenkelkanten müssen zum Schluß durch Abmessen gefunden werden. Jürgen Rawald

Dipl.-Ing. Detlef Zühlke

Digitale Dunkelkammerschaltuhr

In diesem Beitrag wird eine universelle Schaltuhr vorgestellt. Sie ist als Belichtungssteuerung für Dunkelkammern konzipiert, kann jedoch auch anderweitig Verwendung finden. Eine wesentlicher Vorteil gegenüber ähnlichen Schaltungen ist, daß der Zeitablauf sichtbar ist.

An eine Belichtungsschaltuhr für den Dunkelkammereinsatz werden folgende Anforderungen gestellt:

- Eine einmal eingestellte Zeit sollte beliebig oft ohne Neueinstellung wiederholt werden können.
- Auch im Dunkeln sollte die eingestellte Zeit gut ablesbar sein.
- Während der Belichtung sollte man eine Kontrolle über den Zeitablauf haben, um z. B. Probestreifen machen zu können oder das sogenannte „Abwedeln" zeitlich kontrollieren zu können.
- Eine irrtümlich gestartete oder zu lang eingestellte Belichtungszeit sollte unterbrochen werden können.
- Das Gerät muß für die Dunkelkammerarbeit bedienungsfreundlich sein.

Bei dieser Schaltuhr wird mit den beiden Drehschaltern S5, S6 die gewünschte Belichtungszeit eingestellt, die gleichzeitig auf den beiden LED-Siebensegmentanzeigen sichtbar ist. Mit dem Schalter S1 kann man zwischen den Bereichen 99 s und 9,9 s wählen. Die Belichtung wird durch Drükken der Start-Taste S4 eingeleitet. Nun wird in der Zählerkette mit der Taktfrequenz heruntergezählt.

Da der Zeitablauf sichtbar ist, lassen sich sehr einfach Teilbelichtungen, wie sie bei Probestreifen oder bei der Abwedeltechnik gebräuchlich sind, durchführen. Ist die eingestellte Zeit abgelaufen oder wird die Belichtung durch Betätigung des Stop-Tasters S3 beendet, so erscheint automatisch wieder die eingestellte Zeit auf der Anzeige. Die nächste Belichtung kann durch erneutes Drücken der Start-Taste eingeleitet werden.

Mit dem Schalter S2 wird das Vergrößerungsgerät auf Dauerlicht geschaltet. Um in der Dunkelheit Verwechslungen etwa mit dem Bereichsschalter zu vermeiden, sollte der Dauerlichtschalter an einer Seitenwand des Gehäuses eingebaut werden.

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung der Dunkelkammeruhr.

Als Zeitnormal wird die 50-Hz-Netzfrequenz herangezogen, die für solche Zwecke ausreichend genau ist. Die hinter dem Brückengleichrichter anstehende 100-Hz-Frequenz wird einem CMOS-Gatter (IS1) zugeführt, das daraus annähernd eine Rechteckschwingung formt. Diese wird in den beiden Dezimalteilern IS2 und IS3 auf 10 Hz bzw. 1 Hz heruntergeteilt und über den Schalter S1 und einen Inverter den Zählstufen zugeführt. Gleichzeitig wird über diesen Schalter der Dezimalpunkt der Anzeige eingeschaltet. Bei den

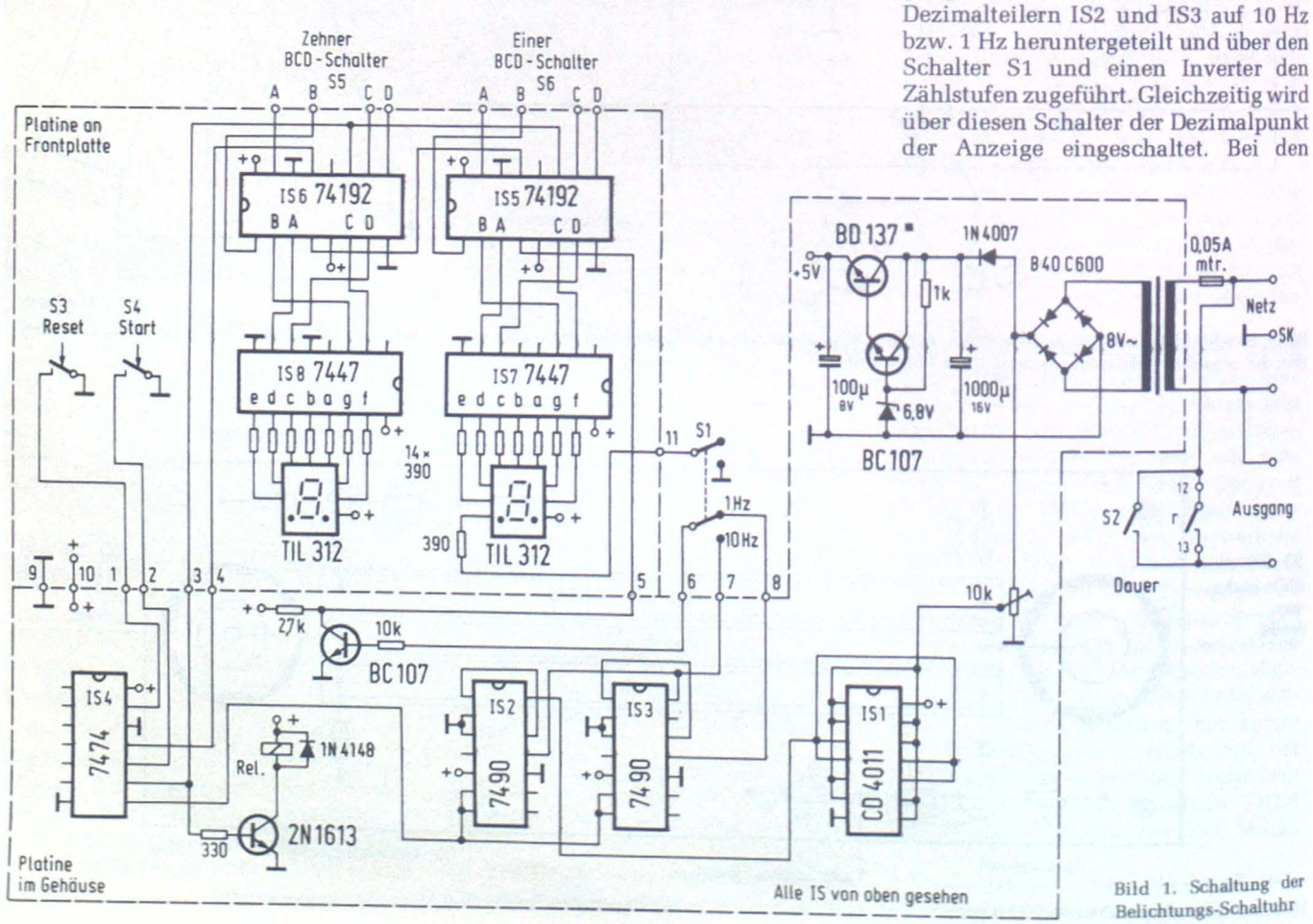


Bild 1. Schaltung der Belichtungs-Schaltuhr

Zählstufen IS5 und IS6 handelt es sich um voreinstellbare, dezimale Vor- und Rückwärts-Zähler 74192. Über die beiden BCD-Drehschalter S5 und S6 werden die beiden Zähler im Ruhezustand geladen. Die jeweils in den Zählern stehenden BCD-Zahlen werden in IS7 und IS 8 decodiert und auf den LED-Siebensegmentanzeigen dargestellt.

Das Flipflop in IS4 übernimmt die Ablaufsteuerung. Im Ruhezustand liegt der Ausgang Q auf L, d.h. das Relais ist abgeschaltet, und die Zähler befinden sich im Ladezustand. Wird nun die Start-Taste betätigt, so wird Ausgang Q auf H gesetzt, damit über das Relais der Vergrößerer eingeschaltet und die Zähler vom Lade- in den Zählzustand gebracht.

Mit der anliegenden Taktfrequenz zählen die Zählstufen abwärts. Haben sie den Zustand 0 erreicht, so löst der nächste Taktschritt einen Übertrag an IS6 aus, der das Flipflop wieder zurücksetzt. Damit erlischt die Vergrößerungslampe, und auf den Anzeigen erscheint wieder die eingestellte Zeit.

Wenn der negative Übertrag der Zählstufen das Flipflop zurücksetzt, so spart man zwar die aufwendige Dekodierung für den Zustand 0, handelt sich

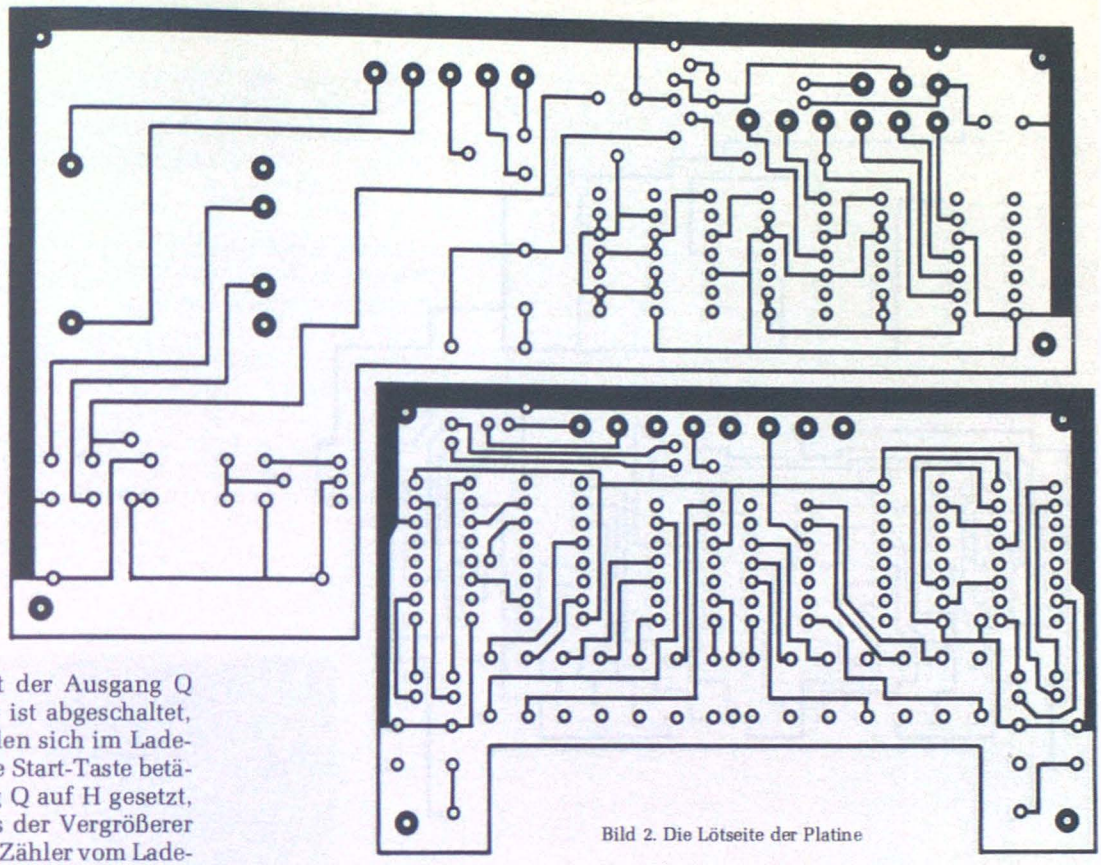


Bild 2. Die Lötseite der Platine

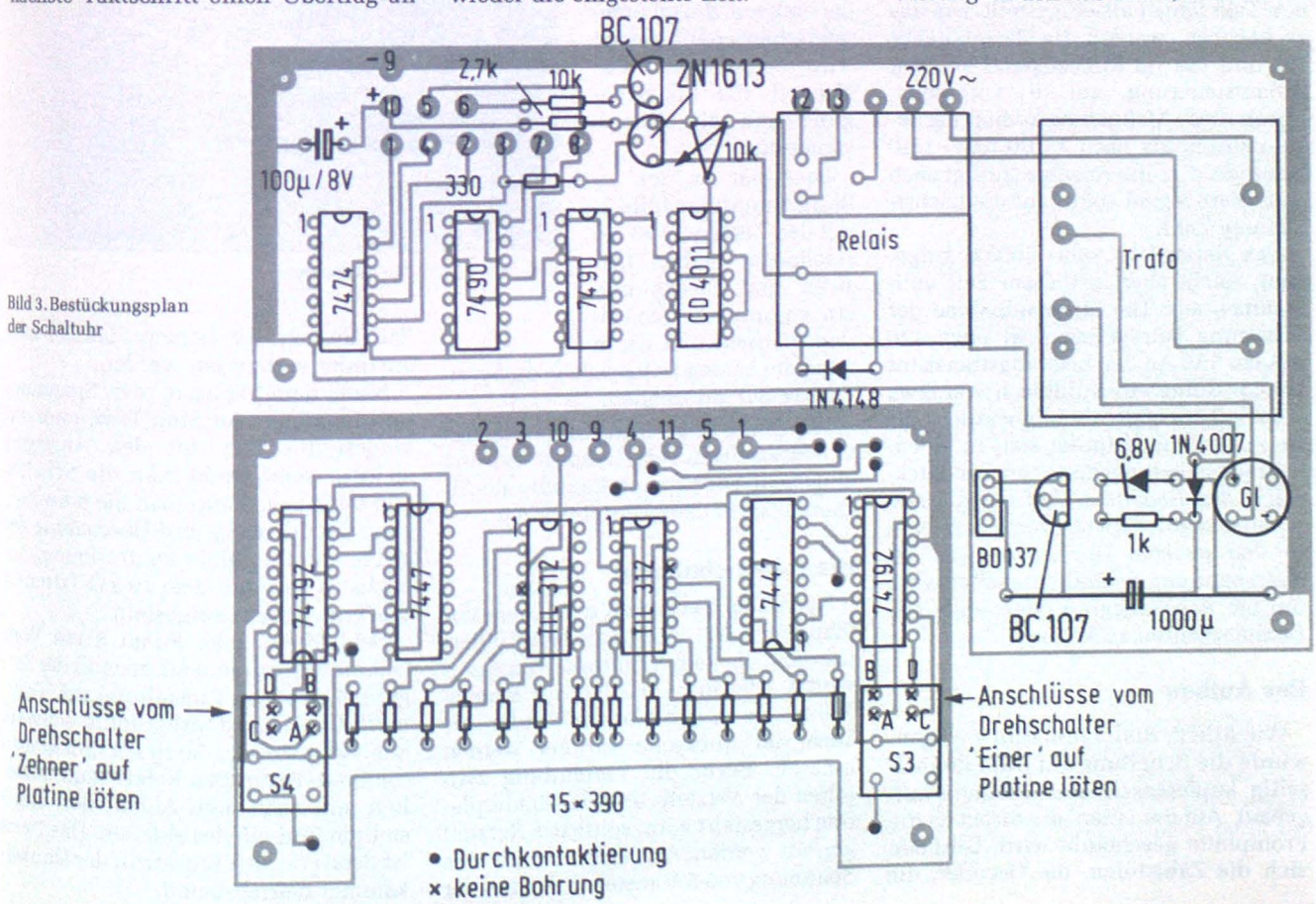


Bild 3. Bestückungsplan der Schaltuhr

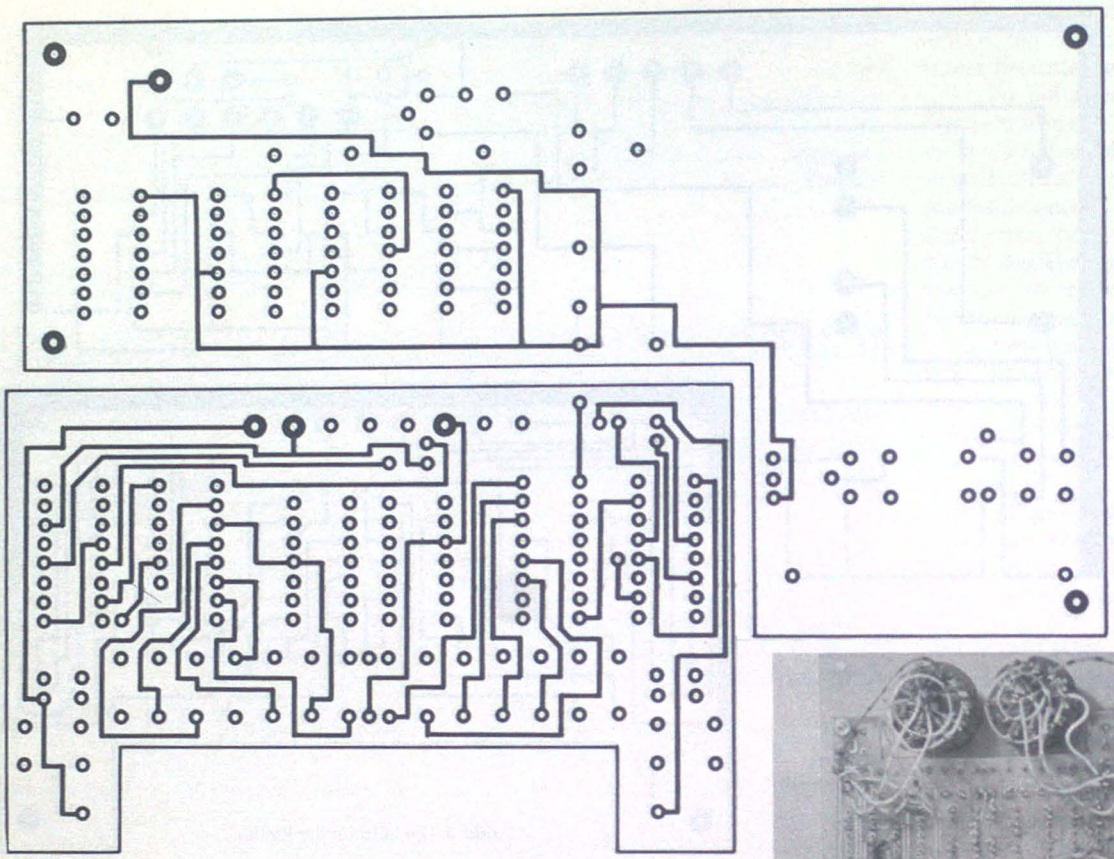


Bild 4. Leiterbahnen auf der Bestückungsseite der Platine

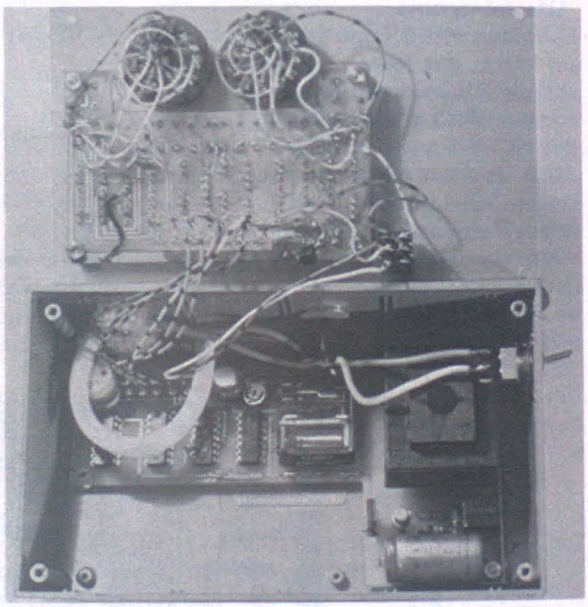


Bild 5. Das Gerät des Verfassers

jedoch den Nachteil ein, daß die Null ebenfalls einen Takt lang stehen bleibt, d.h. die Belichtungszeit wäre immer einen Takt länger als eingestellt. Um das zu beheben, werden die Dezimalteiler IS2 und IS3 im Ruhezustand von der Ablaufsteuerung auf 9 vorgesetzt. Durch diese Maßnahme kommt der erste Zählimpuls nach 1/100 bzw. 1/10 Sekunde, d. h. die Anzeige springt nach dem Start-Signal sofort auf die nächstkleinere Zahl.

Das Netzteil ist sehr einfach aufgebaut, reicht aber in diesem Fall vollkommen aus. Die Stromaufnahme der Schaltung beträgt maximal etwa 420 mA bei 5 V. An den Leistungstransistor BD 137 sollte ein Kühlblech von etwa 2 cm x 3 cm angeschraubt werden. Die Netzsicherung befindet sich in einem Schraubsicherungshalter an der Rückwand des Gehäuses. Auf einen Netzschalter wurde bewußt verzichtet, weil in den meisten Dunkelkammern die Netzspannung zentral geschaltet wird, um bei Arbeitsbeginn oder -ende alle Geräte schalten zu können.

Der Aufbau

Wie *Bild 2*, *Bild 3* und *Bild 4* zeigen, wurde die Schaltung auf zwei doppelseitig kupferkaschierten Platinen aufgebaut. Auf der einen, die direkt an die Frontplatte geschraubt wird, befinden sich die Zählstufen, die Decoder, die Siebensegmentanzeigen die beiden Digitast-Schalter S3 und S4; auf der anderen, die im unteren Gehäuseteil befestigt wird, befinden sich das Netzteil, die Takterzeugung und die Ablaufsteuerung.

Baut man an den im Bestückungsplan (Bild 3) mit den Zahlen 1...13 bezeichneten Stellen Lötstifte und Steckhülsen ein, so kann man die beiden Platinen und damit auch die beiden Gehäuseteile zu Servicezwecken gut trennen.

Wie *Bild 5* zeigt, wurde das Gerät des Verfassers in ein Teko-Gehäuse Typ 362 eingebaut. Die Frontplatte sollte aus Sicherheitsgründen geerdet werden.

Die Inbetriebnahme

Nach dem Bestücken und Löten der Platinen sollte nochmals kontrolliert werden, ob kein Lötpunkt vergessen wurde. Dies gilt vor allem für Bauelemente, die sowohl auf der Vorder- als auch der Rückseite verlötet werden müssen. Bevor die Verbindung zwischen der Netzteil- und der Zählerplatine hergestellt wird, sollte das Netzteil geprüft werden: An Punkt 10 muß eine Spannung von 5 V anstehen. Ist dies der Fall, können die beiden Platinen miteinander verbunden werden.

Nach dem Anlegen der Spannung und Betätigen der Stop-Taste muß die eingestellte Zeit auf den Anzeigen sichtbar sein. Dreht man die Schalter von 0 bis 9, so kann man die einwandfreie Decodierung und Übernahme der Zahlen in die Zähler kontrollieren. Als nächstes wird mit dem 10-kΩ-Trimmer die Triggerstufe eingestellt.

Schließt man an Punkt 8 ein Vielfachmeßinstrument an, so muß der Zeiger bei richtiger Einstellung des Trimmers im Sekundenrhythmus schwanken. Nach diesem Abgleich drückt man die Start-Taste. Das Relais muß anziehen und nach dem Ablauf der eingestellten Zeit wieder abfallen. Das Gerät ist damit für den Einsatz in der Dunkelkammer betriebsbereit.

Arno Ruff

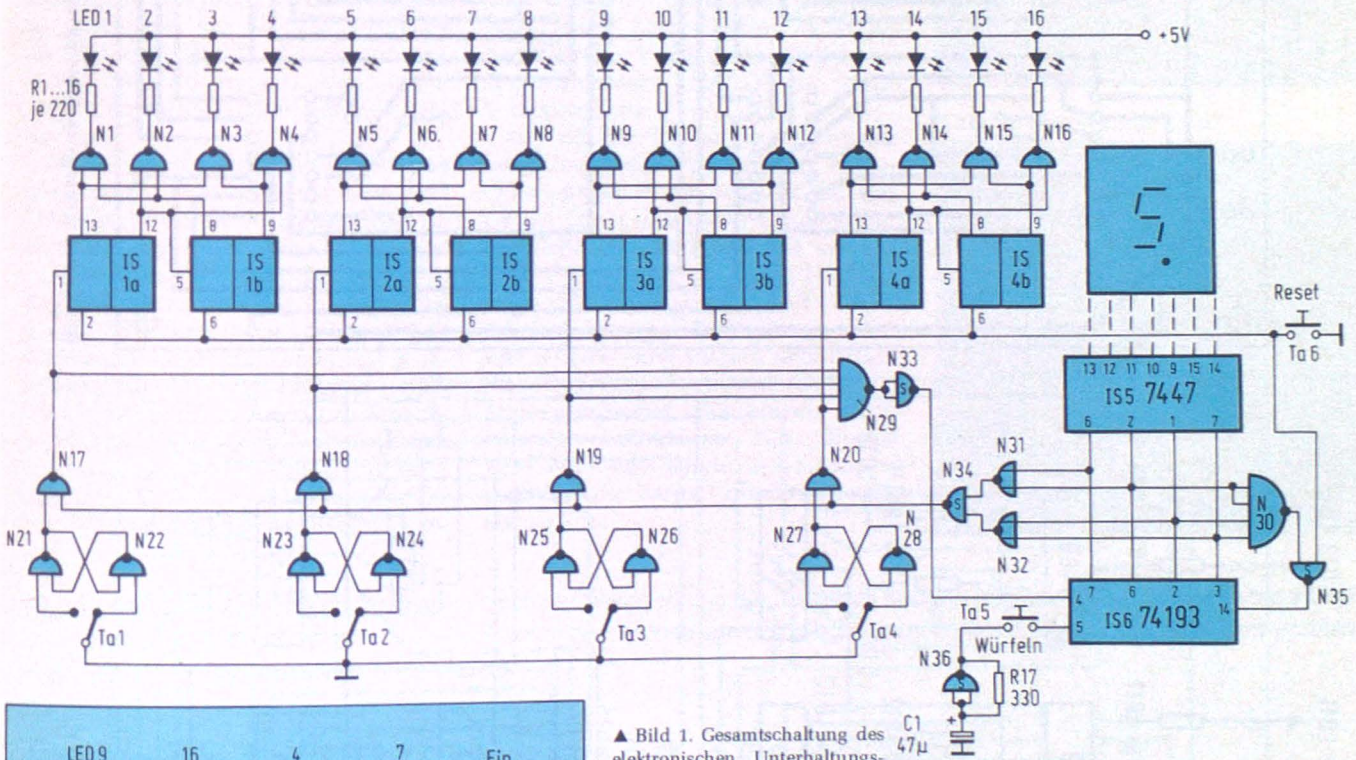
Der springende Punkt

Im folgenden Aufsatz wird ein interessantes elektronisches Unterhaltungsspiel vorgestellt, an dem sich beliebig viele Personen beteiligen können. Im Gerät ist bereits ein elektronischer Würfel integriert, dessen Wurf-Ergebnis auf einem Minitron angezeigt wird.

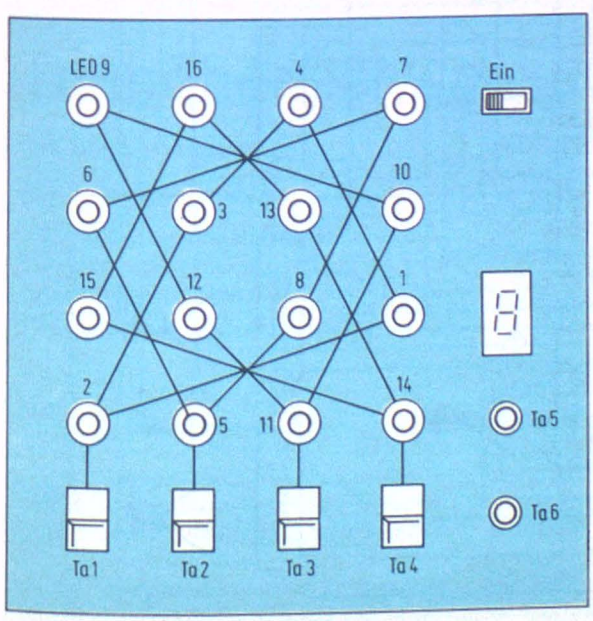
Die Spielregel: Es wird reihum (elektronisch) gewürfelt, anschließend tastet man die entsprechenden Züge ein. Ziel dieses Spieles ist es, vier LED in horizontaler, vertikaler oder diagonaler Richtung zum Leuchten zu bringen (Quadriga). Zu Beginn des Spiels und nach jedem Quadriga-Erfolg wird die Reset-Taste Ta 6 betätigt. Damit leuchten die Lumineszenzdioden 1, 5, 9 und 13 (*Bild 2*). Der erste Spieler drückt nun die Würfel-Taste Ta 5. Danach zeigt das Minitron die Anzahl der Schritte an, die mit den Tasten Ta 1...4 einzugeben sind. Wurde eine „0" gewürfelt, darf die Taste noch einmal betätigt werden.

Die Eingabetasten können beliebig oft gedrückt werden, jedoch zusammen nicht mehr als die gewürfelte Zahl. Bei jedem Tastendruck zählt das Minitron nämlich wieder rückwärts und sperrt die Eingabe, sobald die Anzeige Null erreicht. Der Spieler muß genau zu diesem Zeitpunkt eine Quadriga zustande gebracht haben. Ist ihm dies – durch etwas Knobelei – gelungen, erhält er einen Punkt, und es folgt ein neues Spiel. Hat er sein Ziel jedoch nicht erreicht, spielt der nächste Teilnehmer weiter, ohne vorher die Reset-Taste zu drükken. Bringt ein Spieler bereits vor Erreichen der „0" eine Quadriga zustande, so ist dies ohne Bedeutung. Er muß so lange weiter die Eingabetasten drükken, bis das Minitron Null anzeigt.

Auf das Spielfeld zeichnet man die Verbindungslinien der vier zu einem Schieberegister gehörenden LED, sowie die Verbindung zur entsprechenden Eingabetaste. Der Spieler kann so leichter erkennen, welche Taste und wie oft diese zu betätigen ist, um eine Quadriga zu erreichen. Die Leuchtpunkte springen jeweils einen Schritt im Uhrzeigersinn entlang den Verbindungslinien.



▲ Bild 1. Gesamtschaltung des elektronischen Unterhaltungsspieles „Der springende Punkt"



◀ Bild 2. Vorschlag für die Gestaltung des Spielfeldes

Die Schaltung

Zur Eingabe der Schritte dienen Digitasten der Fa. Schadow (Ta 1...4) mit nachfolgender Entprellschaltung. Diese besteht aus je zwei NAND-Gattern N 21...28. Ihre Ausgänge sind an je ein Torgatter N 17...20 geführt, das nur geöffnet wird, wenn am Ausgang des NAND N 34 logisch 1 liegt. Im Ruhezustand haben die Ausgänge der Torgatter H-Potential. Der Ausgang des Vierfach-NAND N 29 ist damit logisch 0, der des als Inverter geschalteten NAND N 33 log. 1. Damit ist der Rückwärts-Zähleingang des Zählerbausteines 74193 (74192) gesperrt. Auch der Vor-

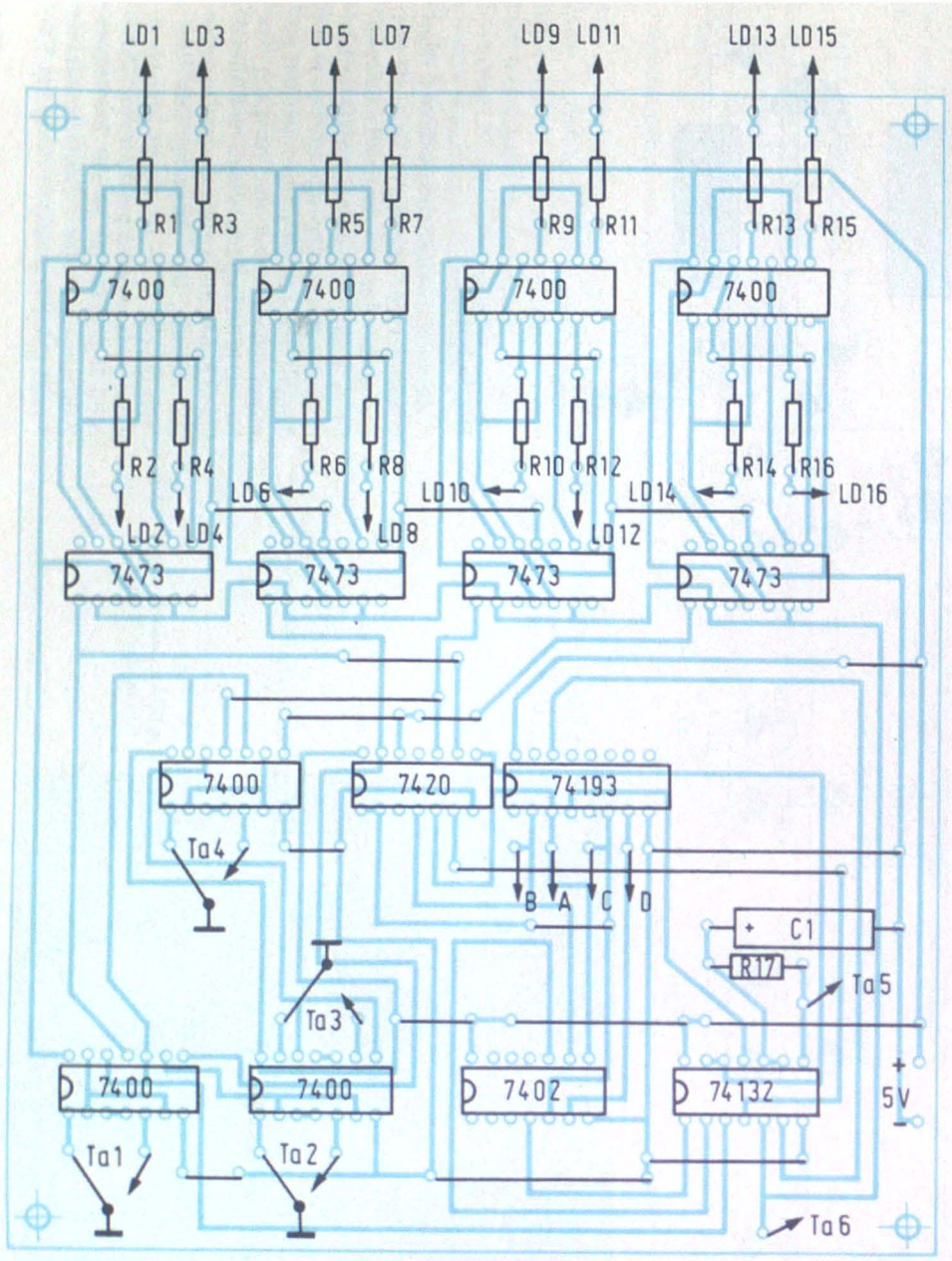


Bild 4. Bestückungsplan zur Steuerplatine

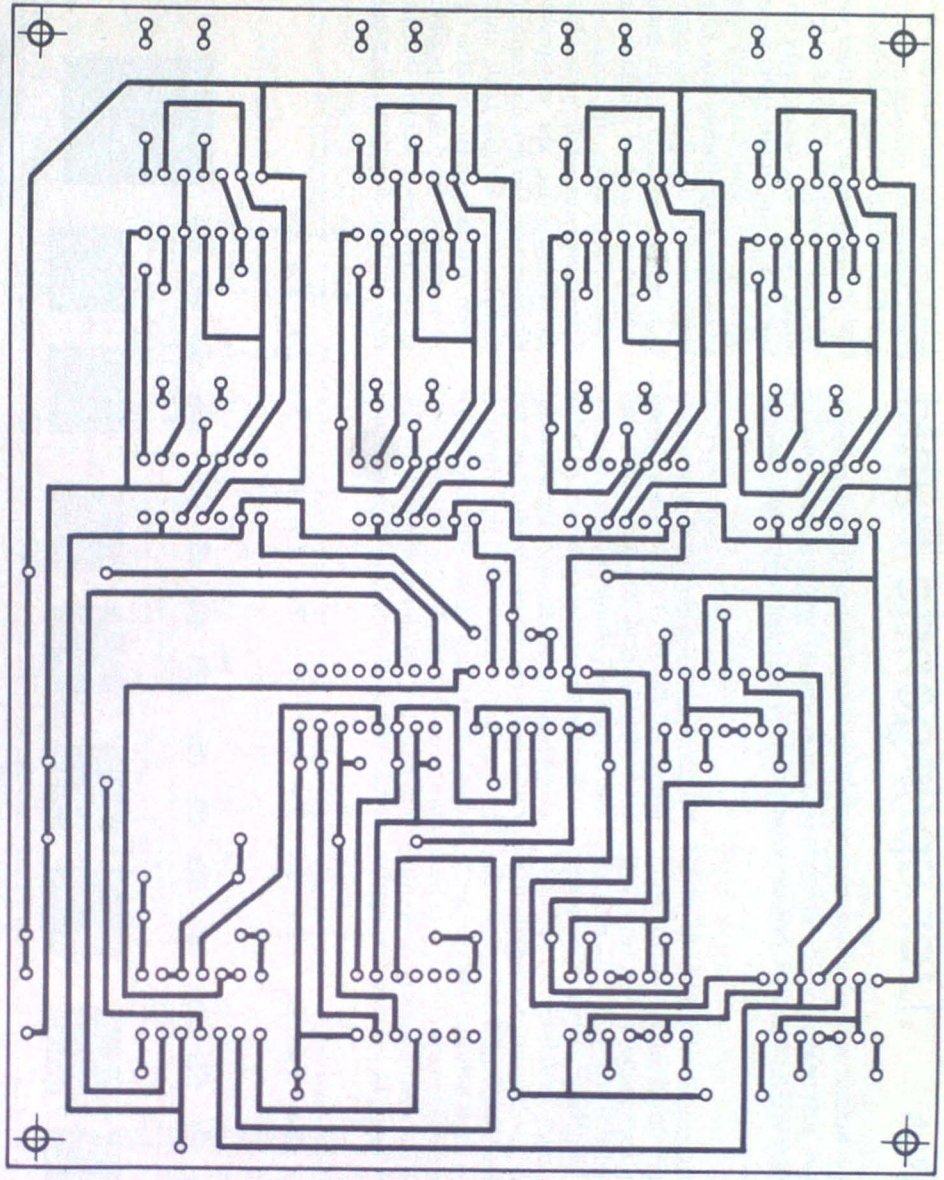


Bild 3. Leiterbahnseite der Steuerplatine

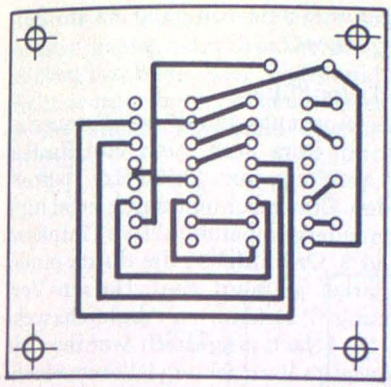


Bild 5. Die Anzeigeplatine

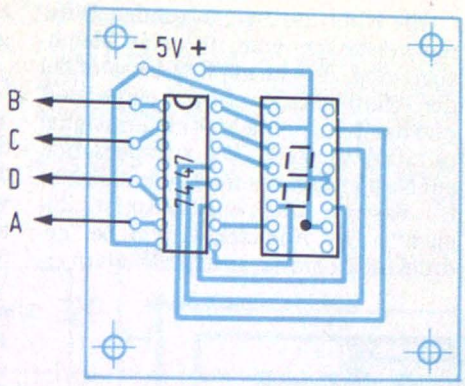


Bild 6. Bestückung der Anzeigeplatine. Die Anschlüsse A, B, C und D sind mit den gleich bezeichneten Punkten der Steuerplatine zu verbinden

wärts-Zähleingang ist gesperrt, da er, solange Ta 5 nicht betätigt wird, als offener Eingang auf logisch 1 liegt. Wird jetzt Ta 5 gedrückt, gelangen die vom astabilen Multivibrator N 36 erzeugten L-Impulse auf den Vorwärts-Eingang des Zählers. Durch die Anordnung N 30/N 35 wird erreicht, daß dieser, wie ein normaler Würfel, nur bis 6 zählen kann.

Die Ausgänge des Zählers steuern über einen BCD-7-Segment-Decoder 7447 das Minitron. Wird eine der Tasten Ta 1...4 gedrückt, geht der entsprechende Ausgang des Torgatters auf L. Zugleich wird auch der Inverter-Ausgang N 33 logisch 0. Dieser Impuls läßt den Zähler rückwärts zählen, da ja inzwischen der Vorwärts-Eingang wieder offen und damit gesperrt ist. Erreicht der Zähler die Stellung Null, so gehen die Ausgänge beider NOR-Gatter N 31 und 32 auf H. N 34 wird L und sperrt die Tor-Schaltung, so daß das Betätigen der Eingabetasten wirkungslos bleibt. Die durch die Eingabetasten erzeugten Impulse triggern je ein in Serie geschaltetes JK-Master-Slave-Flipflop 7473. Dieses arbeitet in Verbindung mit den vier angeschlossenen NAND als 4-Bit-Schieberegister.

Wie die *Tabelle* zeigt, liegt im Reset-Zustand des Flipflops an beiden $\overline{Q}$-Ausgängen H, dies bedeutet, daß Gatter N 1 öffnet und LED 1 Strom erhält. Die Gatter N 2, N 3 und N 4 sperren. Nach dem ersten Takt öffnet N 2; N 1, N 3 und N 4 sind gesperrt. N 3 und N 4 arbeiten analog. Die Ausgänge dieser vier NAND-Gatter steuern über 220-Ω-Strombegrenzungswiderstände die Lumineszenzdioden, die einzeln nacheinander aufleuchten. Zum Betrieb wird eine stabilisierte 5-V-Spannung benötigt; der Stromverbrauch beträgt etwa 400 mA.

Der Aufbau

Die Schaltung wurde auf zwei Platinen aufgeteilt: Eine Platine enthält die eigentliche Logik des Spiels, also sozusagen den „Prozessor" (*Bild 3*, Bestükkungsplan in *Bild 4*), und die zweite Platine dient zur Anzeige. Sie enthält das Minitron und den Siebensegment-Decoder (*Bild 5*), Bestückung nach *Bild 6*).

Tabelle 2 gibt einen Überblick über die zum Aufbau benötigten Bauelemente.

Tabelle 1. Wahrheitstabelle

Takt-impulse	Ausgänge $\overline{Q}1$ (13)	Q1 (12)	$\overline{Q}2$ (8)	Q2 (9)	LED
0	H	L	H	L	1
1	L	H	H	L	2
2	H	L	L	H	3
3	L	H	L	H	4
4	H	L	H	L	1

Tabelle 2. *Stückliste*

4 IS 7473 = IS 1...4
1 IS 7447 = IS 5
1 IS 74193 (oder 74192) = IS 6
7 IS 7400 = N 1...28
1 IS 7420 = N 29...30
1 IS 7402 = N 31...32
1 IS 74132 = N 33...36
1 Minitron
16 Lumineszenzdioden
16 Widerstände 220 Ω
1 Widerstand 330 Ω
1 Elko 47 µF
4 Digitasten (erhältlich bei Fa. Völkner, Braunschw.)
2 Miniatur-Drucktasten

Ing. (grad.) W. Brettschneider
Ing. (grad.) E. Niebisch
Prof. Dr. Ing. G. Schnell

Nach der Beschreibung der restlichen Baugruppen des Meßgerätes wenden sich die Autoren dem Aufbau und dem Abgleich zu. Letzterer ist übrigens nicht ganz problemlos.

Tonhöhenschwankungs-Meßgerät

2. Teil

Die neun Baugruppen

Der Eingangsverstärker

Der Eingangsverstärker ist als Elektrometerverstärker aufgebaut, um das Meßobjekt nicht zu sehr zu belasten.

Die Verstärkung beträgt:

$$v = 1 + \frac{4{,}7\ \text{M}\Omega}{0{,}47\ \text{M}\Omega} = 11$$

Der Eingang muß gleichspannungsmäßig entkoppelt werden, da sonst bei einer dem Meßsignal überlagerten Gleichspannung der Operationsverstärker übersteuert werden könnte. Das Koppelglied 47 nF, 470 kΩ ist so dimensioniert, daß der nach DIN 45 507 geforderte Eingangswiderstand von 300 kΩ überschritten wird und die Grenzfrequenz weit unterhalb von 3150 Hz liegt.

Der Begrenzerverstärker

Dem Eingangsverstärker ist ein Begrenzerverstärker als Signalformer nachgeschaltet. Die Gegenkopplung erfolgt hierbei durch eine 4,7-V-Z-Diode. Da der Verstärker das Eingangssignal invertiert, muß der positive Teil des Eingangssignals unterdrückt werden, damit am Ausgang eine positive Ausgangsspannung ansteht. Dies geschieht durch die nach Masse geschaltete Diode BAY 83. Die Spannung nach dem Begrenzer ist daher positiv, etwa rechteckförmig und auf ca. 4 V begrenzt.

Außerdem wird vom Begrenzerverstärker eine Schaltstufe angesteuert, die die „Signal"-LED ansteuert. Sie zeigt dem Benutzer des Meßgerätes an, ob ein genügend großes Eingangssignal anliegt.

Signalnormierung und Frequenzdiskriminator

Von der ansteigenden Flanke der Ausgangsspannung des Begrenzerverstärkers wird das nachfolgende Monoflop 74 121, das zur Signalnormierung verwendet wird, getriggert.

Das in seiner Amplitude konstante Ausgangssignal des Monoflops von

etwa 3,4 V wird an dem nachfolgenden RC-Glied aufintegriert. Da sich, je nachdem, ob die Eingangsfrequenz höher oder tiefer als die Pilotfrequenz ist, die Pausenzeit des Monoflops ändert, wird der Kondensator mehr oder weniger aufgeladen. Die Differenz der Kondensatorspannung zur Sollspannung bei der Pilotfrequenz stellt das Meßwert-Nutzsignal dar.

Mit Hilfe des nachfolgenden Differenzverstärkers wird diejenige Gleichspannung, welche am Kondensator bei der Pilotfrequenz anliegt, kompensiert und das Träger- und Modulationssignal ca. 5fach verstärkt. Die Kompensation auf Null erfolgt mit dem Potentiometer P 1, das von außen einstellbar ist („Eichen"). Der Abgleich erfolgt bei gedrückter Eichtaste, so daß die intern erzeugte Frequenz von 3150 Hz am Eingang anliegt.

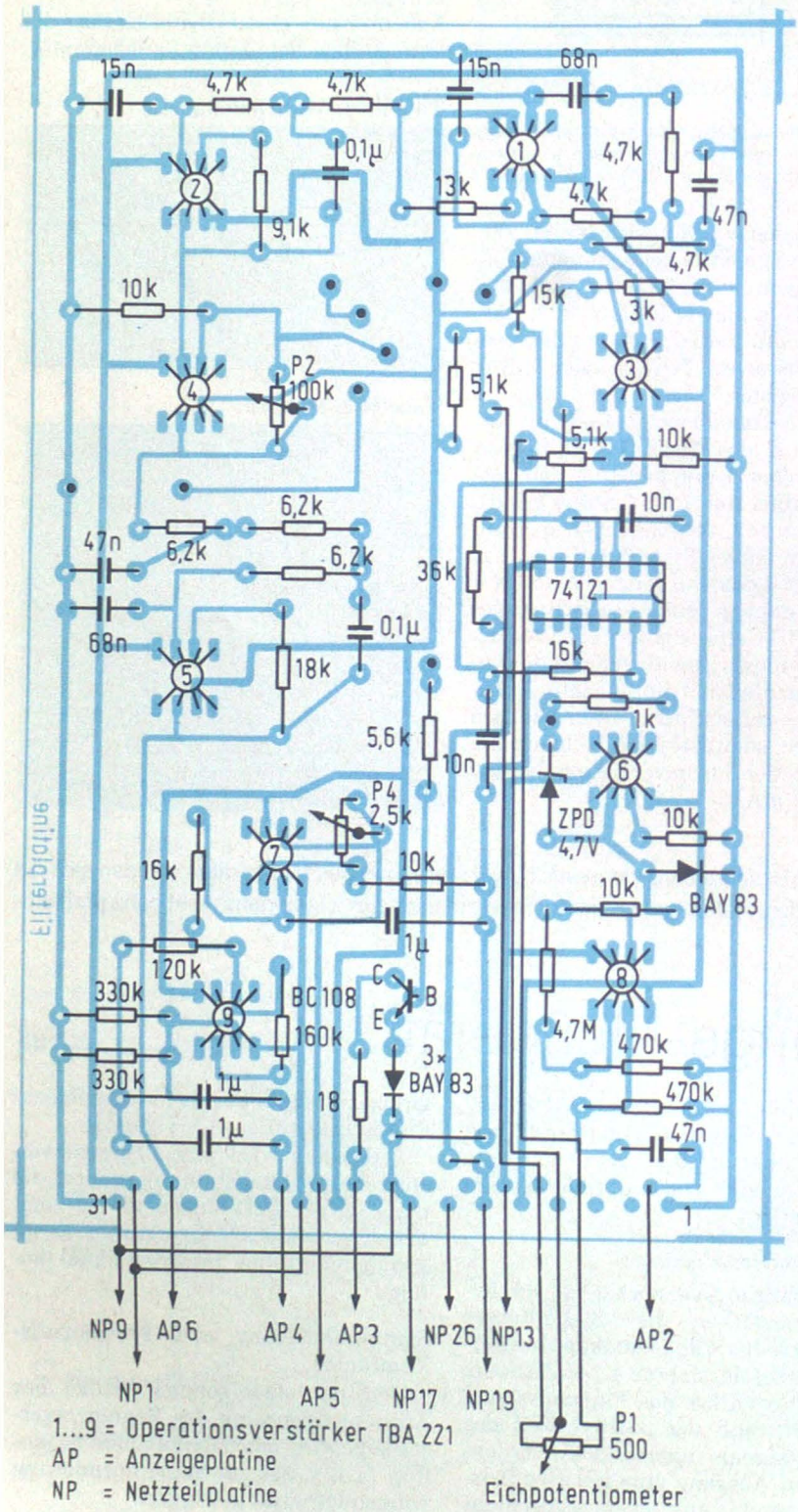


Bild 7. Bestückungsplan zur Filterplatine. Sie enthält den Eingangsverstärker, den Begrenzer, den Diskriminator und das Bewertungsfilter

Das Tiefpaßfilter

Das Ausgangssignal des Frequenzdiskriminators muß auch von Resten der Meßfrequenz (3150 Hz) befreit werden. Dies geschieht durch zwei hintereinandergeschaltete aktive Tiefpässe 5. und 3. Ordnung [3], die durch einen Verstärker getrennt sind. Dessen Verstärkung (P 2) kann zu Abgleichzwekken 1-...11fach eingestellt werden. Die eingestellte Verstärkung ist etwa 6fach. Die Tiefpässe haben eine Butterworth-Charakteristik und folgende gemessene Grenzfrequenzen:
5. Ordnung: ca. 780 Hz, Dämpfung ca. 88 dB/Dek.
3. Ordnung: ca. 620 Hz, Dämpfung ca. 55 dB/Dek.

Drift-Anzeige

Das Tiefpaß-Ausgangssignal wird nun direkt dem Meßverstärker für die Drift-Anzeige zugeführt. Dieser ist galvanisch gekoppelt, da auch Gleichspannungen angezeigt werden müssen. Durch Tastendruck wird die Verstärkung für die drei Meßbereiche 0,5 %, 2,5 % und 5 % geschaltet und der Meßwert mit einem Drehspulinstrument ±50 µA zur Anzeige gebracht. Der Nullpunkt des Drift-Instrumentes liegt in der Mitte der Skala.

Das DIN-Bewertungsfilter

Bei bewerteter Flutter-Messung gelangt das Meßsignal über das DIN-Bewertungsfilter zum Meßverstärker. Das Bewertungfilter besteht aus einem Hochpaß und einem nachfolgenden Tiefpaß. Mit dem Rückkopplungswiderstand P 4 (2,5 kΩ) kann die Verstärkung dieses aktiven Tiefpasses so eingestellt werden, daß die Dämpfung 0 dB bei 4 Hz beträgt. Bei linearer (unbewerteter) Messung wird das Bewertungsfilter überbrückt und das Meßsignal direkt dem Flutter-Meßverstärker zugeführt.

Flutter-Anzeige

Die Ankopplung an den Meßverstärker erfolgt über einen relativ großen Kondensator, da die untere Grenzfrequenz kleiner als 0,2 Hz sein muß. Es können drei Meßbereiche eingeschaltet werden: 0,3 %, 1,5 % und 3 %. Da der Spitze-Spitze-Wert zur Anzeige gebracht werden soll, ist dem Meßverstärker ein Greinacher-Gleichrichter nachgeschaltet, dessen Ausgangsspannung von einem Drehspulinstrument mit einer Empfindlichkeit von 30 µA angezeigt wird. Die Begrenzung des Operationsverstärkers dient somit zugleich als Überlastungsschutz für das Meßinstrument.

Damit der Zeiger des Flutter-Anzeigeinstrumentes beim Drücken der Taste „Eichen" schnell den Nullpunkt erreicht, werden beim Drücken dieser Taste die Ladekondensatoren über 10 kΩ entladen.

Der Quarz-Oszillator

Das Gerät enthält zur Erzeugung der nach DIN 45 507 vorgeschriebenen Meßfrequenz von 3150 Hz einen quarzstabilisierten Oszillator, der auf 3,15 MHz schwingt [4]. Mit Hilfe eines Teilers wird diese Frequenz auf 3150 Hz heruntergeteilt.

Im Rückkopplungszweig liegt dem Quarz ein Trimmkondensator (10...40 pF) in Reihe. Er dient zur Feineinstellung der Oszillatorfrequenz. Dem Ausgang des Frequenzteilers wurde noch ein Spannungsteiler nachgeschaltet, der die Ausgangsspannung auf 0,4 V herunterteilt. Dies ist zur Aussteuerung von Tonbandgeräten ausreichend, der Ausgang ist dadurch kurzschlußfest. Ein Auskoppelkondensator (1 µF, ungepolt) verhindert, daß unerwünschte Gleichspannungsanteile vom Meßgerät auf den Eingang des Prüflings gelangen können und umgekehrt.

Das Netzteil

Der Aufbau des Netzteils (*Bild 5*) wurde so konzipiert, daß vier galvanisch getrennte Gleichspannungen zur Verfügung stehen: 5 V, max. 400 mA, für Quarzoszillator, Frequenzteiler und Signalanzeige; 5 V, max. 200 mA, für Monoflop und Netzanzeige; und schließlich ±15 V, max. je 200 mA, für die Operationsverstärker. Alle stabilisierten Spannungen sind kurzschlußfest.

Der Aufbau

Alle Baugruppen wurden auf vier Europakarten (100 mm x 160 mm) untergebracht. Die steckbare Filterplatine trägt die Funktionsgruppen Eingangsverstärker, Begrenzer, Diskriminator, Tiefpaß und Bewertungsfilter. *Bild 6* zeigt die Platine, *Bild 7* den zugehörigen Bestückungsplan.

Die Anzeigeplatine trägt die beiden Anzeigeverstärker, die Greinacherschaltung und die direkt eingelöteten Drucktastensätze. Sie ist fest eingebaut. Die Platine selbst zeigt *Bild 8* und den Bestückungsplan *Bild 9*.

Die Oszillatorplatine ist steckbar. Sie ist in *Bild 10* gezeigt, den Bestükkungsplan zeigt *Bild 11*. Das Netzteil ist auf der vierten Platine untergebracht. Sie ist so ausgelegt, daß auch der Netztransformator darauf Platz findet.

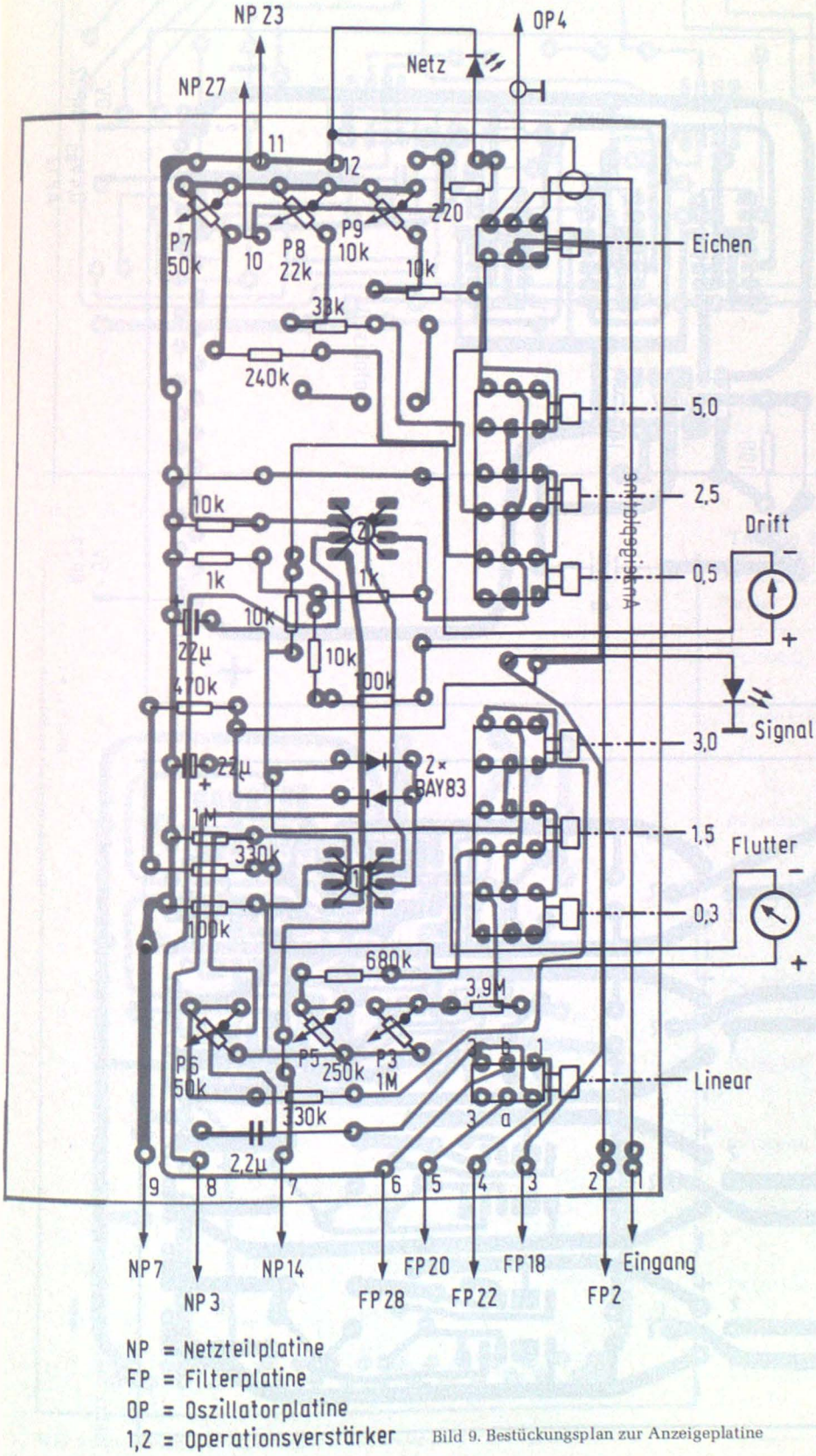


Bild 9. Bestückungsplan zur Anzeigeplatine

Tabelle 1

Im Gerät verwendete Spezialteile

Drucktasten:	2 Tastensätze mit je 3 Tasten, jede Taste mit 2 x 3 Kontakten, gegenseitig verriegelt
Netztrafo:	EI 60/21 mm, 2 x 21 V, 2 x 9 V
Gehäuse:	300 mm x 200 mm x 130 mm (Amtron, Remscheid)
3150-kHz-Quarz	(Wuttke-Quarze, 6000 Frankfurt 70, Hainerweg 271)
Kontaktleisten	3 Buchsenleisten und 3 Steckerleisten DIN 41 617, 31polig

Die im Gerät verwendeten Spezialteile sind in der *Tabelle 1* zusammengefaßt.

Der Abgleich

Der Abgleich des Gerätes ist leider nicht ganz problemlos. Hat man ein handelsübliches Gleichlaufschwankungs-Meßgerät zur Verfügung, so kann man dieses als Vergleichsnormal heranziehen. Allerdings: Den Verfassern standen drei Vergleichsgeräte zur Verfügung und keines zeigte dasselbe an wie die anderen beiden! Sicherer ist deshalb der absolute Abgleich (*Tabelle 2*).

Mit einem langsamen Funktionsgenerator (f = 0,01 Hz bis 10 kHz, z. B. hp 3310 A) steuert man den Wobbel-Eingang eines spannungsgesteuerten zweiten Generators an (z. B. Wavetek 1800). Mit einer Gleichspannungsquelle ist die Feineinstellung der Mittenfrequenz möglich. Mit der Wobbelamplitude

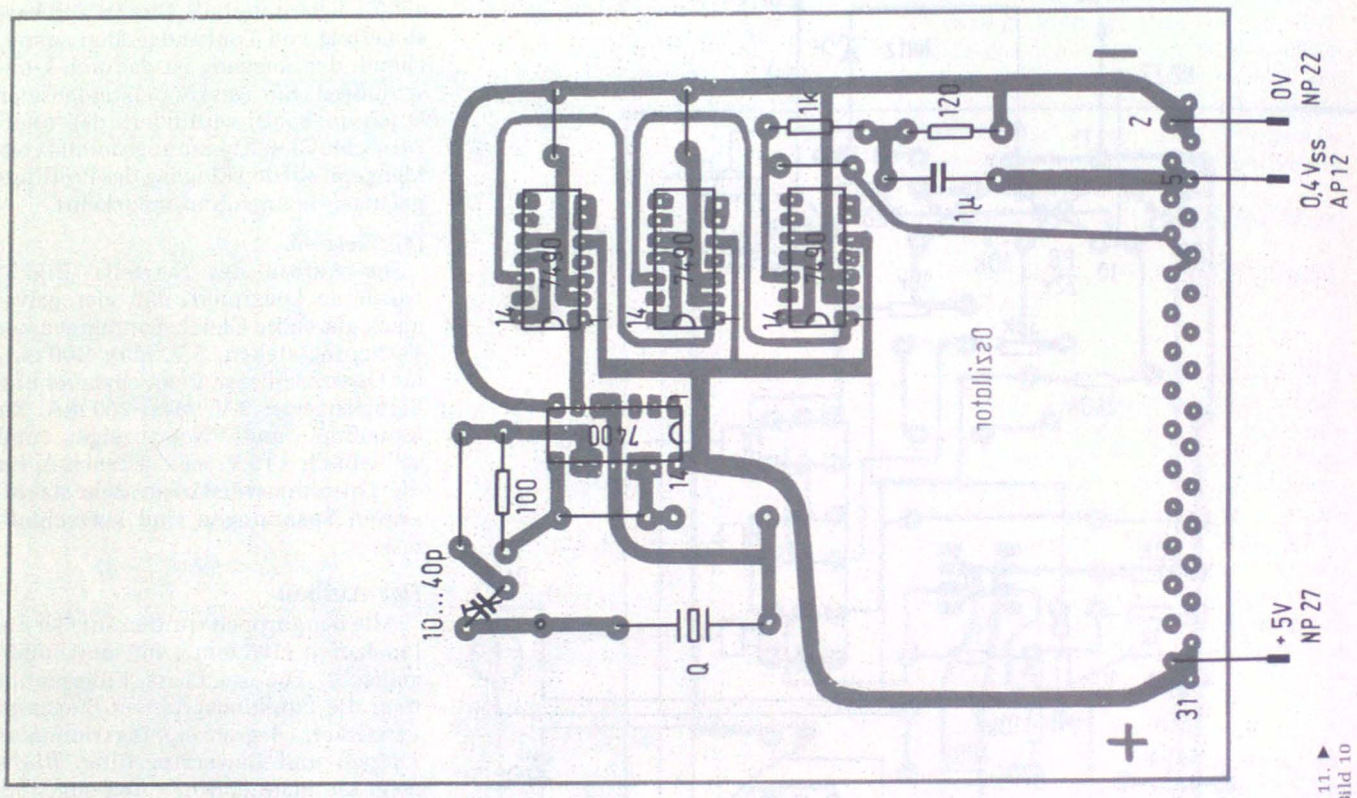


Bild 11. ▲ Bestückungsplan zu Bild 10

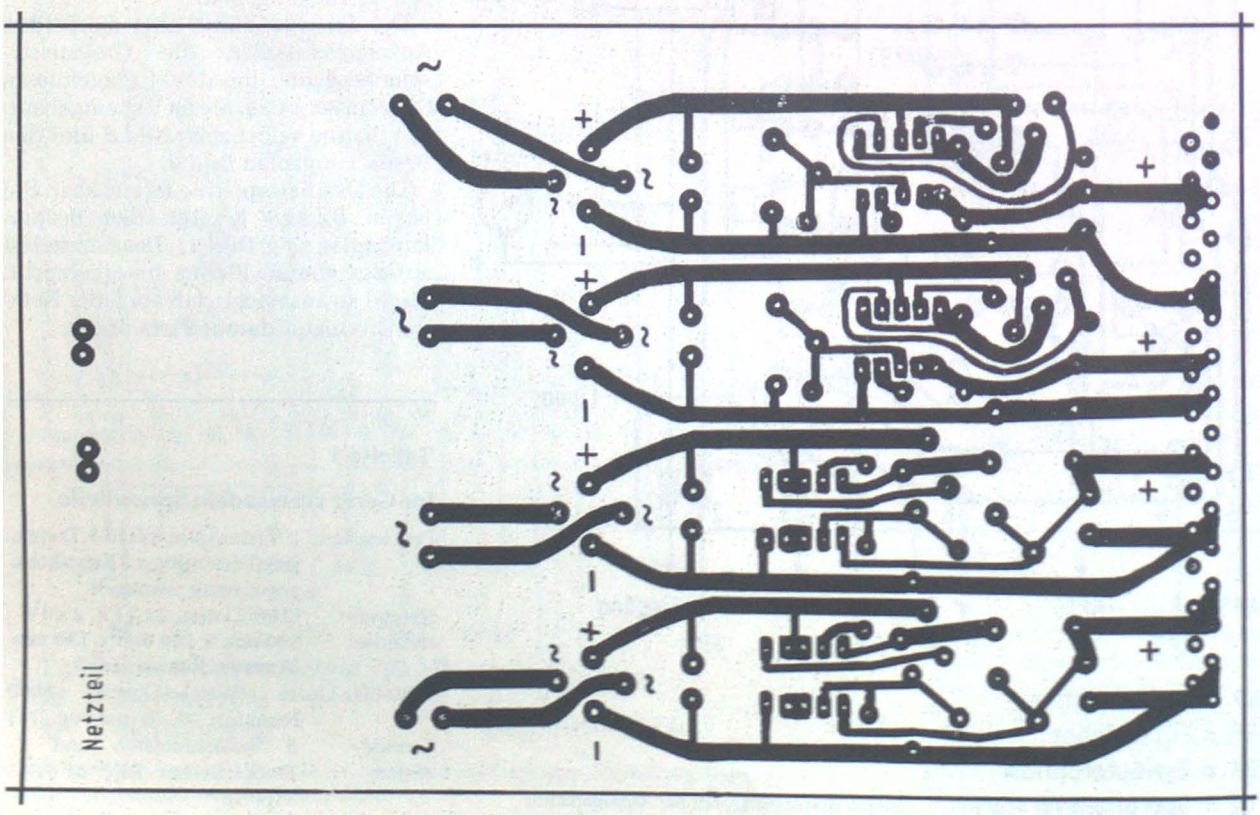


Bild 12. Die Netzteilplatine liefert die vier stabilisierten Spannungen für die Meßschaltungen

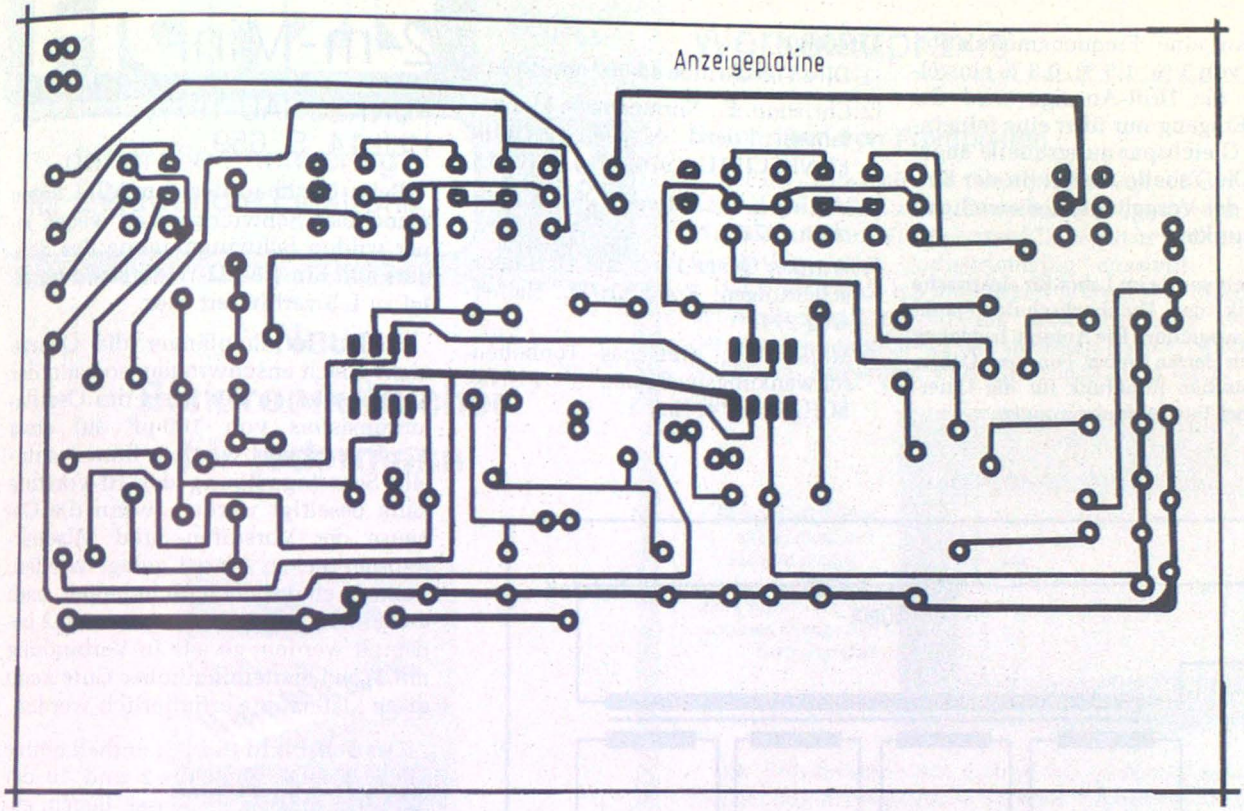


Bild 8. Die Anzeigeplatine

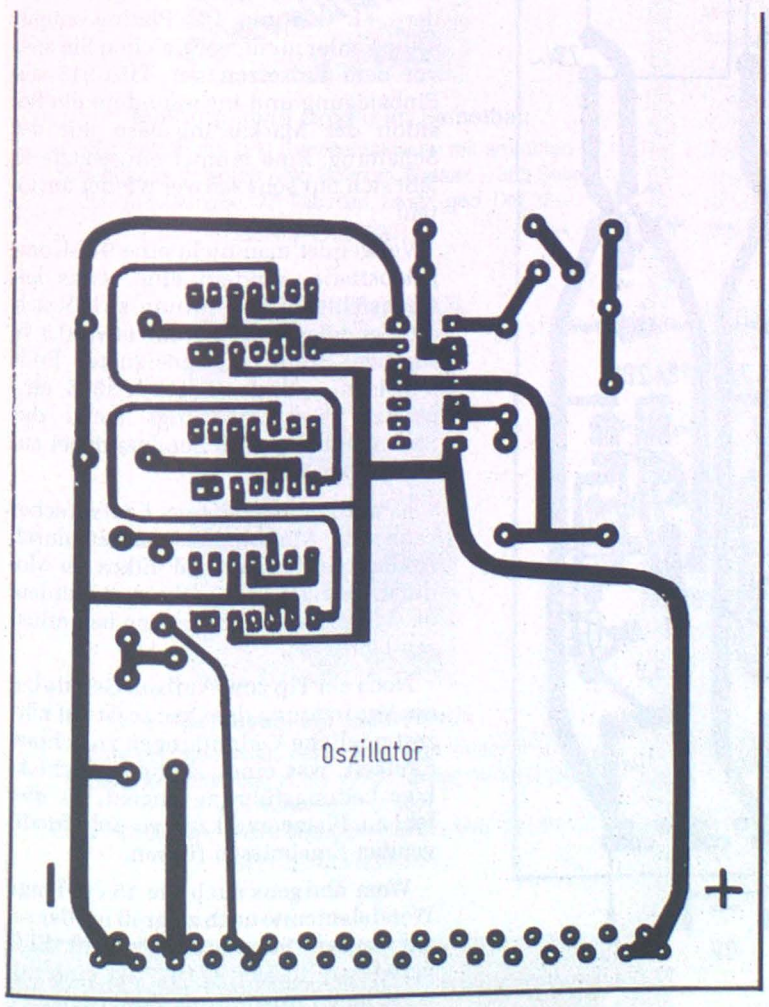


Bild 10. Diese Platine enthält Oszillator und Teiler für die Erzeugung von 3150 Hz

Tabelle 2
(Reihenfolge des Abgleichs)

Regler	Platz	Tastenstellung	Abgleich
P1 (500 Ω)	Frontplatte	Eich-Taste gedr., Drift ±0,5 %	Drift auf 0
P2 (100 kΩ)	Filterplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 0,3 %	Grobeinstellung Flutter Vollausschlag
P3 (1 MΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 0,3 %	Flutter Vollausschlag
P4 (2,5 kΩ)	Filterplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, bewert., Flutter 0,3 %	Flutter Vollausschlag bei 4 Hz
P5 (250 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 1,5 %	Flutter Vollausschlag
P6 (50 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, linear, Flutter 3 %	Flutter Vollausschlag
P1 (500 Ω)	Frontplatte	Eich-Taste gedr., Drift ±0,5 %	Drift auf 0
P7 (50 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±0,5 %	Drift Vollausschlag
P8 (22 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±2,5 %	Drift Vollausschlag
P9 (10 kΩ)	Anzeigeplatine	Eich-Taste nicht gedrückt, Drift ±5 %	Drift Vollausschlag

kann man eine Frequenzmodulation mit 4 Hz von 3 %, 1,5 %, 0,3 % einstellen. Für die Drift-Anzeige wird der Wobbel-Eingang nur über eine feineinstellbare Gleichspannungsquelle angesteuert. Die Tabelle 2 zeigt (in der Reihenfolge des Vorgehens) die jeweiligen Einstellpunkte.

Die Arbeit wurde im Labor für elektrische Meßtechnik der Fachhochschule Frankfurt/Main ausgeführt. Die Autoren bedanken sich bei den Herren Gerber, Pons und Oehler vom Hessischen Rundfunk für die Unterstützung bei Vergleichsmessungen.

Literatur

[1] DIN-Vorschriften 45 507 und 45 511.

[2] *Christian, E.*: Normgemäße Meßverfahren der Magnettontechnik. FUNKSCHAU 1976, H. 11, 12, 13.

[3] *Vahldiek, H.*: Aktive RC-Filter, München 1972.

[4] *Wuttke*: Quarz-1 x 1 und Oszillatorschaltungen. Frankfurt/M., Hainerweg 271.

[5] *Müller, O.*: Einfaches Tonhöhenschwankungsmeßgerät. FUNKSCHAU 1974, Heft 1.

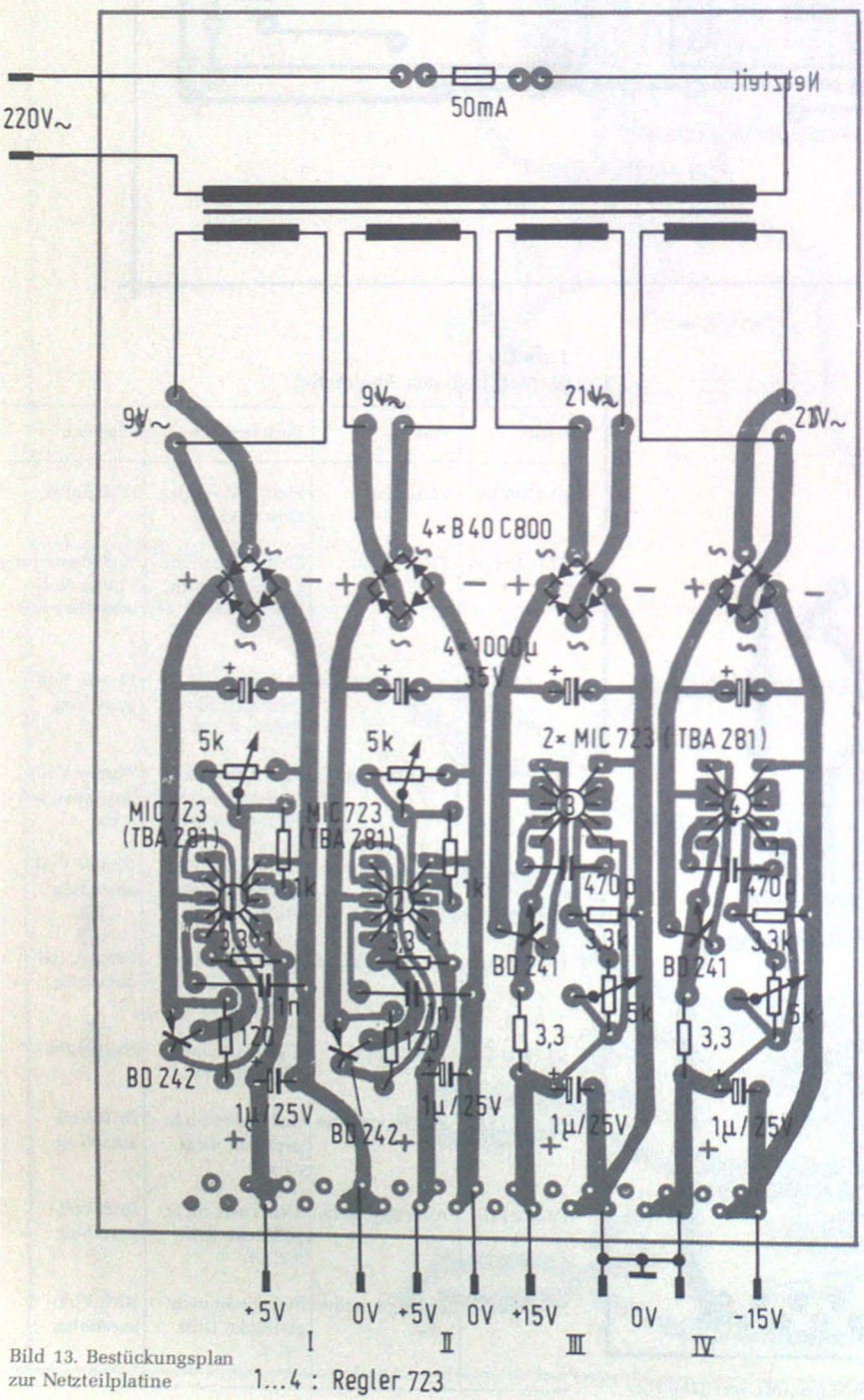


Bild 13. Bestückungsplan zur Netzteilplatine

2-m-Mini

FUNKSCHAU 1977, Heft 14, S. 659

Beim Nachbau des 2-m-Mini traten manchmal Schwierigkeiten wegen einer wilden Schwingneigung des Senders auf. Ein 1,5-kΩ-Widerstand parallel zu L 5 verhindert dies.

Sollten im Empfänger die Quarze nicht gleich anschwingen, so kann der Kondensator an der Basis des Oszillatortransistors von 100 pF auf etwa 47 pF verringert werden. Eine eventuelle Schwingneigung der Hf-Vorstufe kann beseitigt werden, wenn die Gehäuse der Vorstufen- und Mischertransistoren an Masse gelegt werden. Sollte auch das noch nicht helfen, muß der Eingangskreis mit etwa 100 Ω bedämpft werden; gerade in Verbindung mit Wendelantennen hoher Güte kann diese Maßnahme erforderlich werden.

Das Schaltbild (Bild 3) enthält einige kleine Fehler. Die Pins 2 und 10 der TBA 915 müssen an Masse liegen; außerdem fehlt in Bild 3 der 150-kΩ-Widerstand zwischen Pin 9 dieser IS und der „+E"-Leitung. Die Platine enthält diese Fehler nicht; vergleichen Sie aber vor dem Einsetzen der TBA 915 die Pinbelegung und insbesondere die Position der Markierungsnase mit der Schaltung. Eine einmal eingesetzte IS läßt sich nur sehr schwer wieder auslöten!

Verwendet man nicht eine 9-V-Kompaktbatterie, sondern eine etwas leistungsfähigere Ausführung, so läßt sich die Sendeleistung bis auf etwa 0,3 W erhöhen, wenn ein geeigneter Endtransistor, z. B. der Typ 2 N 3866, eingesetzt wird. Allerdings steigt der Stromverbrauch des Senders dabei auf über 100 mA.

Je nach verwendetem Lautsprecher kann die Modulationsqualität durch Ändern der beiden 1-µF-Elkos im Modulationsverstärker verbessert werden, da sich so der Frequenzgang beeinflussen läßt.

Noch ein Tip zum Aufbau: Gerade bei der Verdrahtung der Quarze ist auf kürzestmögliche Verbindungen zu achten. Eitelkeit, was eine „schöne", rechtekkige Leitungsführung angeht, ist hier fehl am Platze und kann zu unbefriedigenden Ergebnissen führen.

Wem übrigens auch die 15 cm lange Wendelantenne noch zu groß ist, der sei auf unsere Schwesterzeitschrift ELO verwiesen; in Heft 9/1977 ist eine nur 4 cm lange Ausführung beschrieben.

Fe.

Friedrich Bayer

In der Abteilung „Nachbausichere Bauanleitungen" des FUNKSCHAU-Preises 1977 gewann dieser Beitrag den ersten Preis. Es handelt sich hierbei um ein digitales Verstärkungsmeßgerät, mit dessen Hilfe der Praktiker auch Transistoren 2. Wahl, wie sie oft im Versandhandel zu haben sind, gezielt aussuchen kann.

Digitales Transistor-Verstärkungsmeßgerät

Die meisten Hobby-Elektroniker entscheiden sich aus finanziellen Gründen oft für den Kauf von Sonderangeboten, bei denen jedoch die Qualität der Bauteile sehr unterschiedlich sein kann, so daß eine eigene „Wareneingangskontrolle" unerläßlich ist.

Bei Transistoren interessieren insbesondere die Stromverstärkung und der zulässige Kollektorstrom. Während der maximale Kollektorstrom schon aus der Gehäuseform ungefähr abzuschätzen ist, benötigt man für die Messung der Stromverstärkung mindestens je ein Amperemeter für den Basis- und Kollektorstromkreis und zusätzlich noch ein Voltmeter zur Messung der Kollektor-Emitter-Spannung. Bei einer vergleichenden Messung unterschiedlicher Transistoren ist es notwendig, entweder die Ausgangsgrößen, d. h. I_C und U_{CE}, konstant zu halten, oder man mißt bei konstanten Eingangsgrößen I_B und U_{CE}. Würde man diese Einschränkung nicht beachten, wären die Meßergebnisse unbrauchbar, denn der Stromverstärkungsfaktor ändert sich in Abhängigkeit vom Kollektorstrom, der Kollektor-Emitter-Spannung sowie der Temperatur (*Bild 1*).

Die hier vorgestellte Schaltung (*Bild 3*) mißt den Kollektor- und Basisstrom und führt die Rechenoperation $I_C : I_B$ über das Einflankenverfahren durch, ehe der Quotient digitalisiert und zur Anzeige gebracht wird. Zur Einstellung des Arbeitspunktes können sowohl die Kollektor-Emitter-Spannung als auch der Kollektorstrom kontinuierlich eingestellt werden, wobei der eingestellte Arbeitspunkt unabhängig vom Stromverstärkungsfaktor über einen Regelkreis konstant gehalten wird, d. h. es ist möglich, für einen bestimmten Anwendungsfall den geeignetsten Transistor auszusuchen. Anstelle des Kollektorstromes kann auch der Basisstrom vorgegeben werden, wobei auch hier die Arbeitspunktansteuerung unabhängig von B (Gleichstromverstärkungsfaktor) über den Regelkreis konstant gehalten wird.

Insgesamt sind nur vier Bedienungselemente in diesem Meßgerät enthalten: Ein Poti für die Kollektor-Emitter-Spannung, ein Poti für den Kollektor- bzw. Basisstrom, ein Schalter für Kollektor- oder Basisstromeinstellung und ein Schalter für npn- oder pnp-Transistoren.

Mit diesem Meßgerät können ohne Umschaltung sowohl Germanium- als auch Siliziumtransistoren gemessen werden, da eine echte Basisstrommessung durchgeführt wird, d. h. man wird unabhängig von der Durchlaßspannung der Basis-Emitter-Diode.

Es können zwar nur kleine Transistoren gemessen werden ($I_{C\,max}$ = 90 mA, $U_{CE\,max}$ = 5,5 V), jedoch ist es ohne weiteres möglich, mit einem größeren Netzteil sowohl den Kollektorstrom als auch die Kollektor-Emitter-Spannung den geforderten Bedingungen entsprechend anzupassen.

Da die Spannung zwischen den Eingängen eines Operationsverstärker (*Bild 2*) nahezu Null ist, gilt mit guter Näherung:

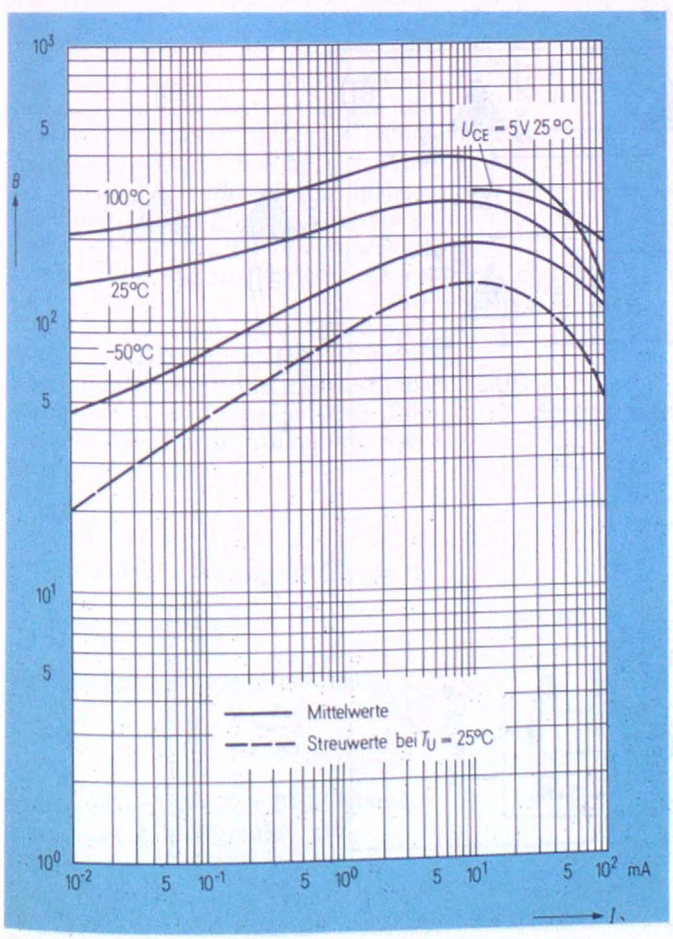
$$U_{OP1} = U_e \cdot \left(1 + \frac{R_1 \cdot I_C}{U_e}\right)$$

OP 2 ist als Differenzverstärker geschaltet und hat folgende Ausgangsspannung:

$$U_{OP2} = U_{OP1} \cdot \frac{R_5}{R_1 + R_5} \cdot \frac{R_2 + R_3}{R_2} - U_e \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Falls $R_2 = R_4$ und $R_3 = R_5$ ist, wird

$$U_{OP2} = \frac{R_3}{R_2} \cdot (U_{OP1} - U_e).$$



◄ Bild 1: Abhängigkeit der Stromverstärkung von Kollektorstrom und Temperatur

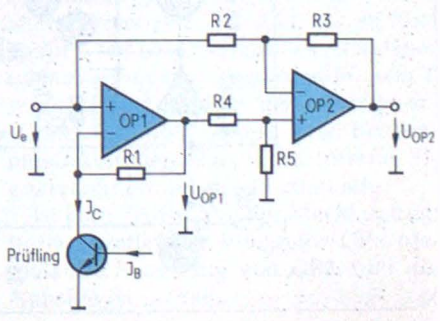


Bild 2. ► Prinzip der Kollektorstrommessung

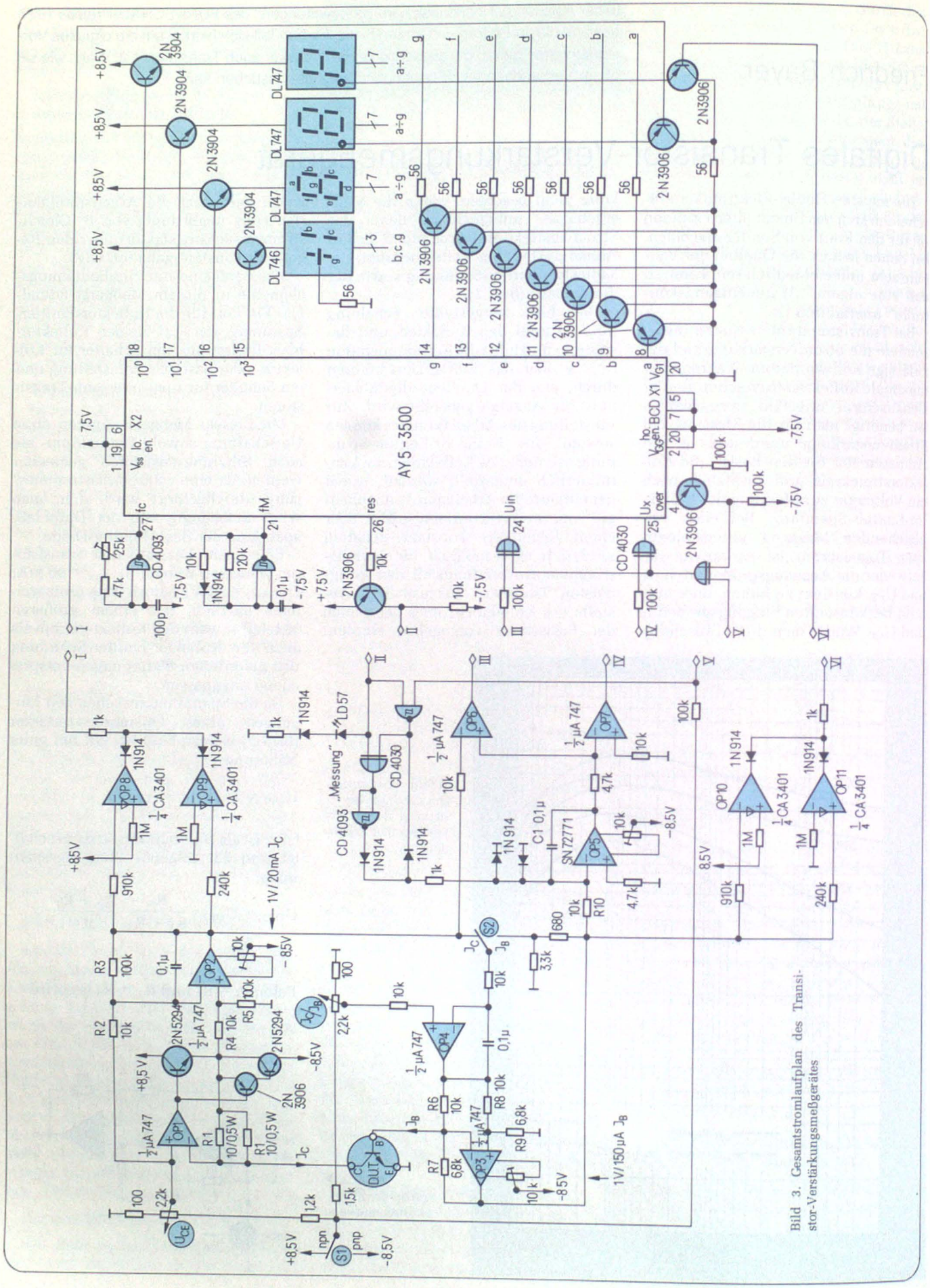


Bild 3. Gesamtstromlaufplan des Transistor-Verstärkungsmeßgerätes

Setzt man in diese Formel U_{OP1} ein, wird

$$U_{OP2} = I_C \cdot R_1 \cdot \frac{R_3}{R_2} \qquad (1)$$

Entsprechend der Dimensionierung von *Bild 3* ergibt sich für U_{OP2} eine Empfindlichkeit von 1 V/20 mA Kollektorstrom.

Da auch zwischen den Eingängen von OP3 *(Bild 4)* keine Spannung anliegt (solange er nicht in der Begrenzung liegt), wird

$$U_{BE} = U_e \cdot \frac{R_9}{R_8 + R_9}$$

Nach dem Kirchhoff'schen Gesetz gilt:
$I_7 + I_6 + I_B = 0$

Ersetzt man die Ströme durch die Quotienten aus Spannung und Widerstand, erhält man:

$$U_{OP3} = I_B \cdot R_7 - U_e \cdot \frac{(R_7 \cdot R_8 - R_6 \cdot R_9}{R_6\,(R_8 + R_9)}$$

Falls $R_6 = R_8$ und $R_7 = R_9$ ist, wird

$$U_{OP3} = I_B \cdot R_7 \qquad (2)$$

Entsprechend der Dimensionierung von Bild 3 ergibt sich für U_{OP3} eine Empfindlichkeit von 1V/150 µA Basisstrom. Die maximale Steuerspannung für den Basisstrom ($U_{BE\ max}$) beträgt im Mustergerät ca. 3 V, d. h. es können auch Darlingtontransistoren gemessen werden.

Aus dem Gesamtschaltbild ersieht man, daß OP4 als Integralregler geschaltet ist und in der gezeichneten Schalterstellung von S2 der Basisstrom so lange nachgeregelt wird, bis die Spannung vom Poti „I_C/I_B" gleich der Ausgangsspannung von OP2 ist. Wird der Schalter S2 in die Stellung I_B gelegt, regelt der Integrator den Basisstrom so lange nach, bis die geteilte Ausgangsspannung von OP3 gleich dem Sollwert am Poti I_C/I_B ist.

Die dem Basisstrom proportionale Ausgangsspannung von OP3 wird dem Integrator OP5 zugeführt und bestimmt die Steigung der Ausgangsflanke (*Bild* 5 und 6). Bei linearer Aufladung eines Kondensators gilt:

$$T = \frac{C \cdot U}{I}$$

Setzt man für $U \triangleq U_{OP2}$ die Gleichung (1) und für $I \triangleq \frac{U_{OP3}}{R_{10}}$ die Gleichung (2) ein, erhält man

$$T = \frac{I_C}{I_B} \cdot R_{10} \cdot C_1 \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_7}$$

Wird während der Zeit T die Frequenz f_c an einen Zähler geführt, gilt:

$$T = \frac{N_{meß}}{f_c}$$

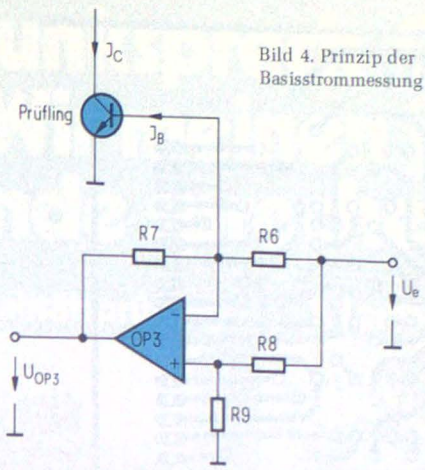


Bild 4. Prinzip der Basisstrommessung

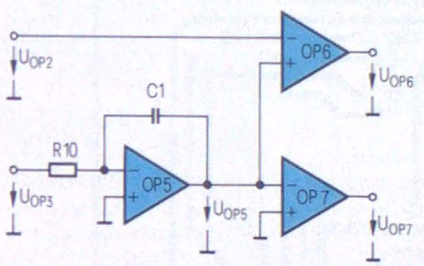


Bild 5. Prinzip der Quotientenbildung

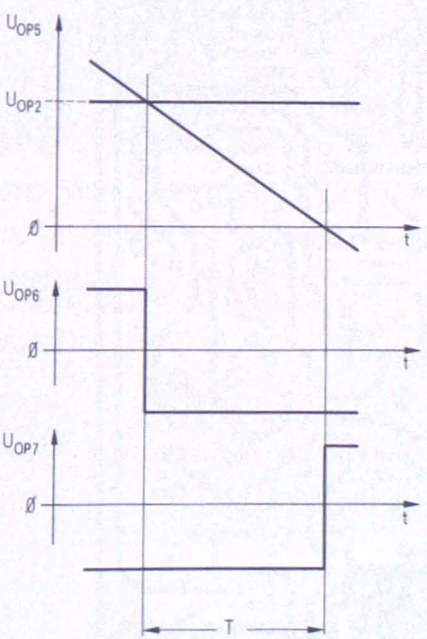


Bild 6. Diagramm der Quotientenbildung

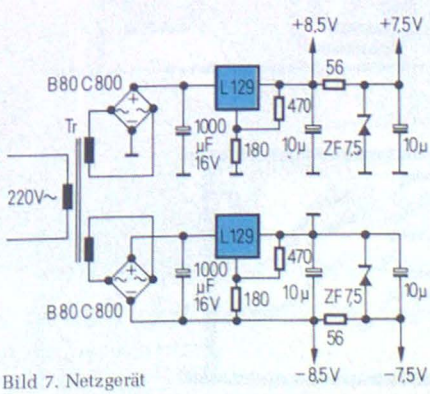


Bild 7. Netzgerät

mit $N_{meß}$ = Periodenanzahl der Taktfrequenz f_c während der Zeit T.

Löst man nun die Gleichung nach dem Endergebnis $N_{meß}$ auf, erhält man:

$$N_{meß} = \frac{I_C}{I_B} \cdot R_{10} \cdot C_1 \cdot f_c \cdot \frac{R_1 \cdot R_3}{R_2 \cdot R_7} \qquad (3)$$

Aus dieser Gleichung ersieht man, daß das Resultat von der Taktfrequenz abhängig ist, also über diese eine Eichung vorgenommen werden kann.

Die Digitalisierung sowie die gesamte Ablaufsteuerung der Messung erfolgen durch den integrierten Digitalvoltmeterbaustein AY 5-3500. Dieser LSI-Chip beinhaltet auch zwei Oszillatoren, von denen einer die Taktfrequenz f_c und der andere die Multiplexfrequenz f_M erzeugt. Die Messung erfolgt vom 1. bis zum 111. Takt, während vom 112. bis zum 120. Takt das Ergebnis in den Anzeigespeicher übertragen wird und vom 121. bis zum 128. Taktimpuls die Rücksetzung des Integrators OP5 erfolgt. Ein kompletter Zyklus dauert demzufolge 128 Perioden des Multiplexsignals, und die maximale Zeitdauer von T errechnet sich bei $f_M = 150$ Hz zu:

$$T_{max} = \frac{111}{f_M} = 0{,}74\ s$$

Die maximale Meßrate beträgt etwa 1,2 Messungen pro Sekunde. Da die Segmenttreiber nur während der Zeit durchgeschaltet sind, in der die Multiplexfrequenz „High" ($-V_{GG}$) ist, kann über das Impuls-Pausenverhältnis von f_M die Helligkeit der Anzeige eingestellt werden.

Der maximale Arbeitsbereich des AY 5-3500 kann über die beiden Steuereingänge X1 und X2 zwischen 999 und 2999 festgelegt werden. Im vorgestellten Muster beträgt der maximale Arbeitszählbereich 1999. Intern ist es diesem Baustein jedoch möglich, bis 3999 zu zählen, ehe er überläuft. Im Zählbereich zwischen Arbeits- und maximaler interner Zählkapazität würden die zwei höchstwertigen Stellen der Anzeige blinken. Werden jedoch mehr als 4000 Impuls von f_c innerhalb einer Meßzeit T verarbeitet, läuft der Zähler über, und es erscheint ein falsches Anzeigeergebnis. Um dies zu verhindern, wurde der Überlaufausgang der IS mit den beiden Steuereingängen U_{in} und U_x so verknüpft, daß bei Überlauf des Arbeitsbereiches sofort ein „Pseudoende" von T erzeugt wird, und in der Anzeige erscheint „+ 008". Diese acht Fehlimpulse kommen durch die interne Signalverarbeitung der IS zustande.

Ist kein Prüfling in der Steckfassung, unterschreitet der Integrator OP5 niemals die Spannung von OP2, und die Anzeige ist „–000".

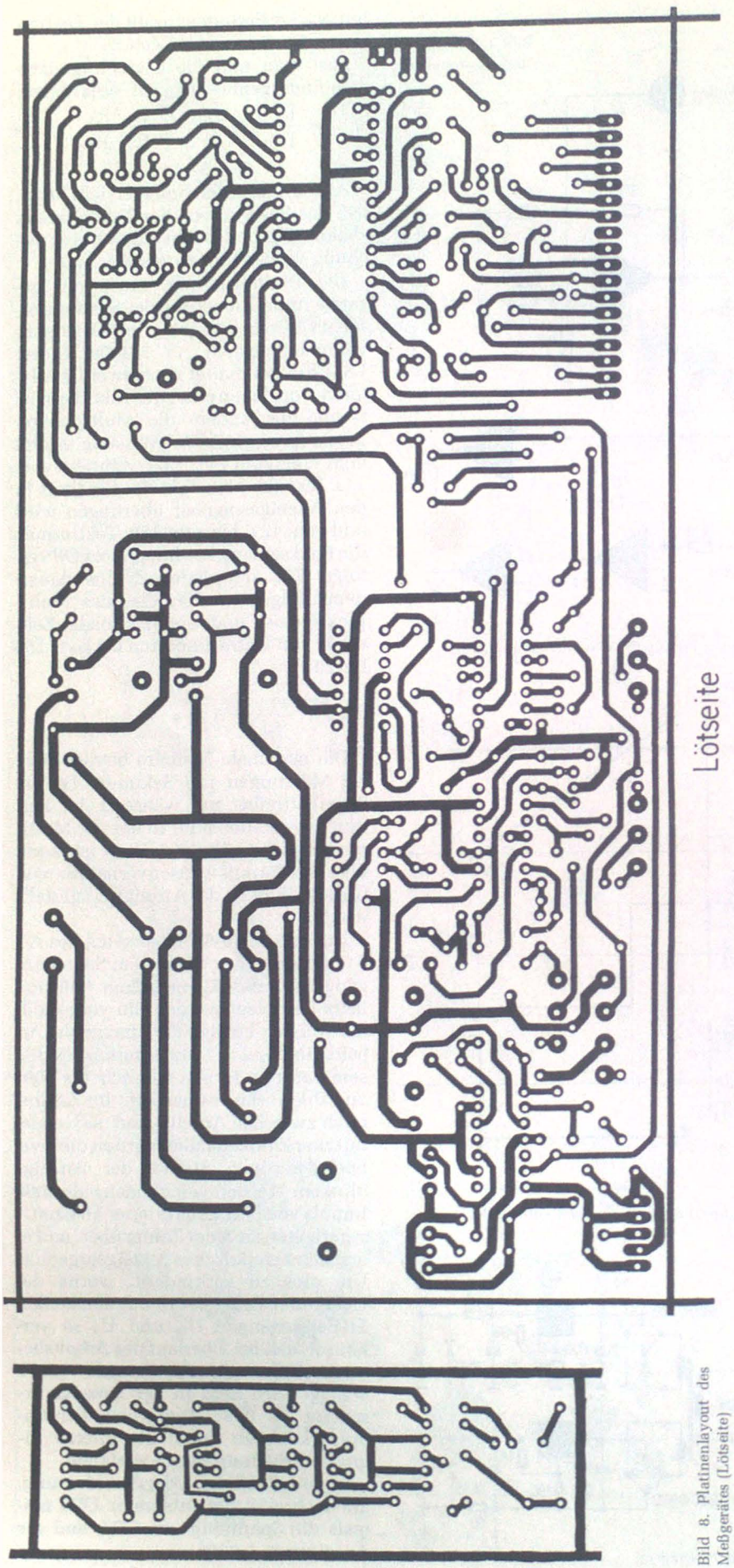


Bild 8. Platinenlayout des Meßgerätes (Lötseite)

Wird der Leitfähigkeitstyp (Polarität) des Prüflings geändert (S1 umschalten), werden nicht nur U_{CE}, I_C und der Resetladestrom des Integrators OP5 geändert, sondern über die EXOR-Gatter wird erreicht, daß die an die Digitalvoltmeter-IS gelieferten Signale ihre Polarität *nicht* umkehren. Dies ist notwendig, da die IS eine invertierte Signalfolge nicht verarbeiten kann.

Überschreitet I_B oder I_C den maximalen Arbeitsbereich, gelangen die OPs 3 oder 2 in die Sättigung, und es würde ein falsches Meßergebnis angezeigt werden. Um dies zu verhindern, wurde noch ein 4fach-Strom-Operationsverstärker eingesetzt, mit dem sich auf sehr einfache Weise zwei Fensterdiskriminatoren bilden lassen. Überschreitet die Ausgangsspannung von OP2 etwa 6,5 V, kippt der als Komparator geschaltete OP8 nach Minus und läßt den Dezimalpunkt der Zehnerstelle aufleuchten. Nähert sich OP2 der negativen Sättigung, kippt OP9 und signalisiert eine Überschreitung des zulässigen Kollektorstromes. Die beiden Norton-Verstärker OP10 und 11 arbeiten äquivalent und bringen eine Überschreitung des maximalen Basisstromes durch den Dezimalpunkt der Einerstelle zur Anzeige.

Die grüne Leuchtdiode „Messung" leuchtet während des Rückstellvorganges des Integrators OP5, d. h. vom 121. bis zum 128. Taktimpuls des kompletten Meßzyklus.

Der im Mustergerät verwendete Transformator *(Bild 7)* erzeugt 2 x 12 V/0,2 A, wobei nach den integrierten Spannungsreglern bei maximalem Kollektormeßstrom nur noch 8,5 V Gleichspannung ohne überlagerten Netzbrumm zur Verfügung stehen. Die CMOS-Bausteine sowie die Digitalvoltmeter-IS dürfen nur mit maximal + 15 V versorgt werden, daher wurde noch eine weitere symmetrische Stabilisierung vorgenommen. Alle Operationsverstärker sowie die Anzeige werden direkt von den Spannungsreglern gespeist. *Bild 8* zeigt die Platine, *Bild 9* den Bestückungsplan des Meßgerätes.

Abgleich und Eichung

1. *Kollektorstromquelle:* Der Offset von OP2 wird so eingestellt, daß ohne Prüfling ($I_C = 0$) eine Variation von U_{CE} keine Änderung von U_{OP2} zur Folge hat. Sollte die Ausgangsspannung mehr als etwa ± 10 mV von Null abweichen und kann dies nicht mehr ausgeglichen werden, muß u.U. auch OP1 kompensiert werden.
2. *Basisstromquelle:* Ohne Prüfling wird der Offset von OP3 auf Minimum eingestellt. Hierbei ist zu beachten, daß über S1 die Polarität der

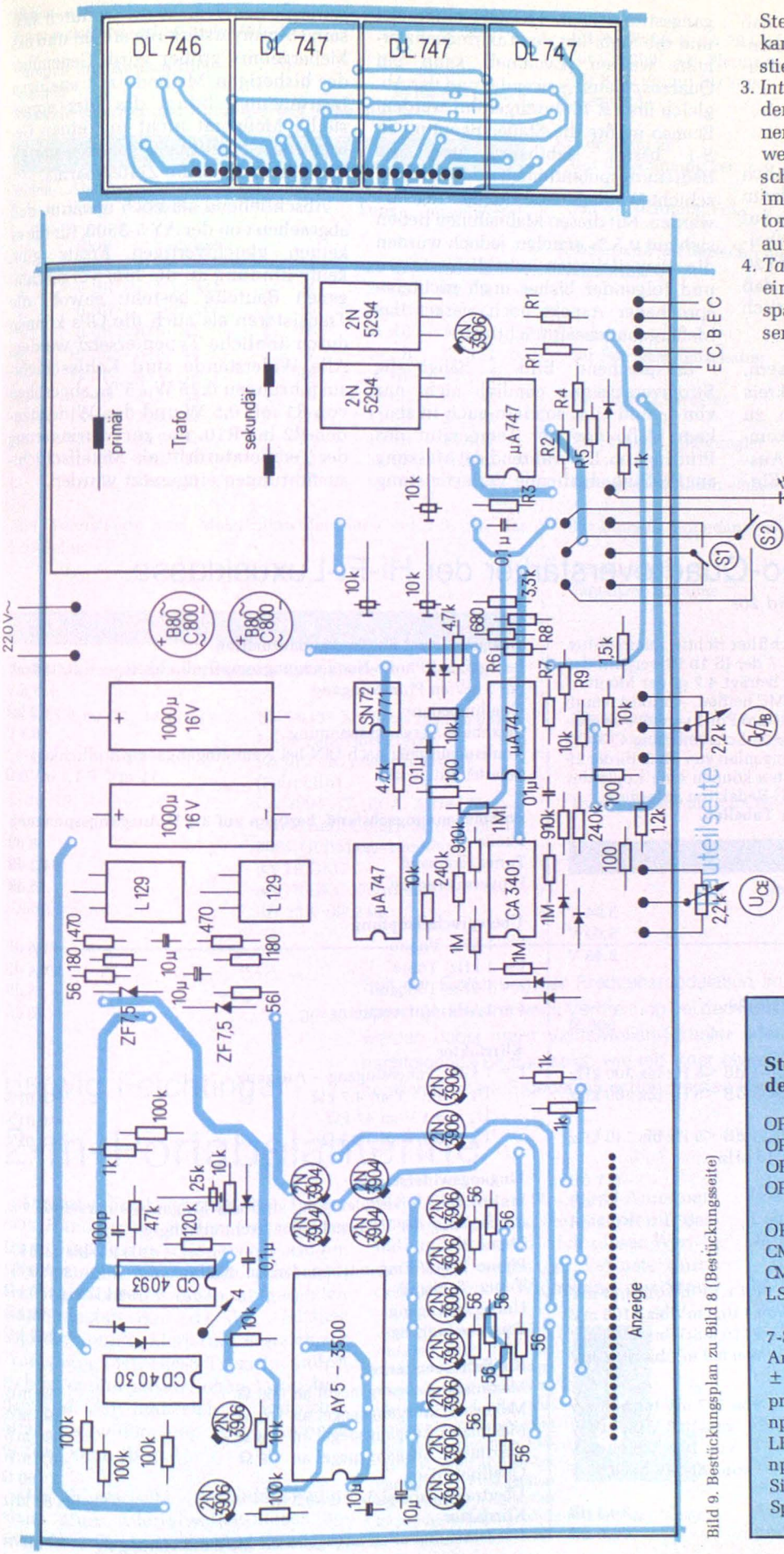


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8 (Bestückungsseite)

Steuerspannung geändert werden kann und der günstigste Punkt justiert werden muß.

3. *Integrator OP5:* Bei $U_{OP3} = 0$ V muß der Integrator auf minimale Drift seiner Ausgangsspannung abgeglichen werden. Auch hierbei sollte S1 geschaltet werden, da bei jedem Resetimpuls des AY 5-3500 der Kondensator bis in die Begrenzung des OP5 aufgeladen wird.
4. *Taktfrequenz:* Nach dem Einsetzen eines Prüflings wird die Ausgangsspannung von OP2 und OP3 gemessen und das Ergebnis berechnet:

$$B = \frac{U_{OP2} \cdot R_2 \cdot R_7}{U_{OP3} \cdot R_1 \cdot R_3}$$

Durch Einsetzen der Dimensionierung von Bild 3 erhält man:

$$B = 135 \cdot \frac{U_{OP2}}{U_{OP3}}$$

Anschließend wird die Taktfrequenz f_c so lange nachgestellt, bis das Anzeigeergebnis dem errechneten Wert entspricht. Bei dieser Eichung sollte ein Transistor mit einer Stromverstärkung von mehr als 200 verwendet werden, um einen guten Abgleich zu ermöglichen.

Als weitere Kontrolle können auch noch je ein Amperemeter in den Basis- und Kollektorstromkreis des Prüflings geschaltet wer-

Stückliste der Halbleiterbauelemente

OP1, OP2	µA 747	Fairchild
OP3, OP4	µA 747	Fairchild
OP6, OP7	µA 747	Fairchild
OP5	SN 72 771	Texas Instruments
OP8...OP10	CA 3401	RCA
CMOS-EXOR	CD 4030	RCA
CMOS-NAND	CD 4093	RCA
LSI-IS	AY 5-3500	General Instruments
7-Segment-Anzeige	3 x DL 747	Litronix
± 1-Anzeige	1 x DL 746	Litronix
pnp-Transistor	12 x 2N 3906	
npn-Transistor	4 x 2N 3904	
LED	1 x LD 57	
npn-Transistor	2 x 2N 5294	
Si-Diode	10 x 1N 914	
Spannungsregler	2 x L 129	

den, jedoch ist zu berücksichtigen, daß der Innenwiderstand des Meßinstrumentes im Kollektorkreis das Meßergebnis geringfügig verfälscht.

Genauigkeit und Linearität

Die Linearität hängt hauptsächlich vom Integrator OP5 ab und liegt beim Mustergerät bei etwa 2 %. Dies mag auf den ersten Blick sehr schlecht erscheinen, jedoch ist der geringe Aufwand zu berücksichtigen und die Tatsache, daß nur geringe Abgleicharbeit erforderlich ist.

Will man die Genauigkeit verbessern, sind alle Widerstände im Meßkreis durch Metallschichtausführungen zu ersetzen sowie die OPs 6 und 7 zu kompensieren. Für OP5 muß u.U. eine Ausführung mit noch geringerem Eingangsstrom (z. B. FET-OP) eingesetzt und die Stabilität der Taktfrequenz erhöht werden. Eventuell kann ein Quarzoszillator verwendet und der Abgleich über R 10 durchgeführt werden. Ebenso müßte die Steuerspannung an S 1 besser stabilisiert und die Bedienungspotentiometer durch Mehrschicht-Wendelausführungen ersetzt werden. Mit diesen Maßnahmen ließen sich gut 0,5 % erzielen, jedoch würden die Bauteilekosten erheblich steigen und folgender bisher noch nicht besprochener Aspekt noch stärker das Meßergebnis beeinträchtigen.

Entsprechend Bild 1 hängt die Stromverstärkung nämlich nicht nur von I_C und U_{CE}, sondern auch in starkem Maße von der Temperatur des Prüflings ab. Die während der Messung am Prüfling abfallende Verlustleistung erwärmt den Transistor, wodurch sich seine Stromverstärkung erhöht und das Meßergebnis größer wird. Gegenüber der bisherigen Methode mit analogen Instrumenten bringt das hier vorgestellte Meßgerät nicht nur einen Gewinn an Genauigkeit, sondern vor allem eine sehr große Zeitersparnis.

Abschließend sei noch erwähnt, daß abgesehen von der AY 5-3500, für die es keinen gleichwertigen Ersatz gibt, keine Bindung an die hier vorgeschlagenen Bauteile besteht; sowohl die Transistoren als auch die OPs können durch ähnliche Typen ersetzt werden. Alle Widerstände sind Kohleschichtausführungen 0,25 W / 5 %, abgesehen von R1 mit 0,5 W und den Widerständen R2 bis R10, die zur Verringerung der Temperaturdrift als Metallschichtausführungen eingesetzt wurden.

Nachtrag zum Stereo-Quadroverstärker der Hi-Fi-Luxusklasse

FUNKSCHAU 1977, Heft 18, 19 und 20.

In Bild 6 muß es für PL 2 statt Rauschfilter richtig Rumpelfilter heißen. Der 10-µF-Kondensator an Pin 7 der IS 1b ist verpolt, der Kondensator 4,7 n an Pin 12 der IS 1b beträgt 4,7 p, der Monitorschalter von Tonband 1 muß MA statt MC heißen. – In Bild 9 muß der Kondensator 0,1 µF zwischen Masse und Pin 1 von IS 4 wegfallen. – In Bild 10 muß in der gezeichneten Schaltstellung C 7–C 8 verbunden sein. – Layout und Bestückungsplan von PL 8, Bilder 29 und 30 sind seitenverkehrt. Interessenten können eine Kopie des Layouts von PL 8 bei der FUNKSCHAU-Redaktion anfordern.
Hier noch die im Text angesprochenen **Tabellen.**

Tabelle 1

Maximaler unverzerrter Ausgangspegel	
f = 1 kHz, an 47 kΩ	5,94 V
f = 1 kHz, an 4,7 kΩ	5,04 V
f = 1 kHz, an 600 Ω	2,45 V
Innenwiderstand am Ausgang	
unabhängig von Frequenz und Schaltstellung des Ausgangsabschwächers	606 Ω
Übertragungsbereich	
Hochpegeleingänge	+0/–1 dB <5 Hz bis 300 kHz
Universaleingang	+0/–1 dB <5 Hz bis 300 kHz
Hochpegeleingänge an Tonbandausgang	+0/–1 dB <5 Hz bis 130 kHz
Tonband-DIN-Ausgang Höhenabfall bei 15 kHz	
an Ra = 10 kΩ‖250 pF	–0,1 dB
an Ra = 47 kΩ‖250 pF	–1 dB
Abweichung von Phono-RIAA-Kennlinie	<0,1 dB
Eingangsempfindlichkeiten, bezogen auf 1,55 V Ausgangsspannung	
Phono 1/2	von 1,15 mV bis 6,31 mV
Tuner 1/2	von 110,6 mV bis 1108 mV
Tonband 1/2/3	von 110,6 mV bis 1108 mV
Universaleingang	von 8,9 mV bis 40,2 mV
Maximaler Eingangspegel	
Phono 1/2	von 107 mV bis 586 mV
Tuner 1/2	von 10,3 V bis 106 V
Tonband 1/2/3	von 10,3 V bis 106 V
Universaleingang	von 880 mV bis 3,95 V
Daraus Übersteuerungsreserve	
Phono, Tuner und Tonband	39,3 dB
Universaleingang	39,6 dB
Ausgangspegel für Tonbandaufnahme	
bezogen auf Phono-Nenneingangsempfindlichkeit	100 mV
bei 5 mV an Phonoeingang	436 mV
Quellimpedanz	4,2 kΩ
maximale Ausgangsspannung	9,3 V
Tonbandausgang nach DIN bei Nenneingangsempfindlichkeit belastet mit 10 kΩ	11 mV ≙ 1,1 mV/kΩ
Fremdspannungsabstand, bezogen auf 3,1 V Ausgangsspannung	
Phono	68 dB
Tuner, Tonband	84,2 dB
Universaleingang	75 dB
Übersprechdämpfung	
f = 1 kHz, Phono	72,5 dB
f = 1 kHz, Tuner	76,4 dB
f = 1 kHz, Tonband	75 dB
f = 1 kHz, Universaleingang	78 dB
Klirrfaktor	
f = 1 kHz, Tunereingang – Ausgang	
U_a = 1,55 V an 4,7 kΩ	<0,01%
U_a = 3,1 V an 47 kΩ	<0,01%
U_a = 3,1 V an 4,7 kΩ	<0,02%
Eingangswiderstände	
Bis auf den Universaleingang sind alle Eingangswiderstände von der Stellung der Vorpegelregler leicht abhängig.	
Phono 2	49,3 kΩ bis 51,8 kΩ
Phono 1, drei Eingangsimpedanzen, Nennwerte	20/30/50 kΩ
Tuner, Tonband	99 kΩ bis 110 kΩ
Universaleingang	99 kΩ
Equalizereingang	100 kΩ
Kopfhörerverstärker	
Maximaler Ausgangspegel an 600 Ω	98 mW
Maximaler Ausgangspegel an 100 Ω	198 mW
Maximaler Ausgangspegel an 16 Ω	88 mW
Maximaler Ausgangspegel an 8 Ω	46,5 mW
Quellimpedanz	100 Ω
Übertragungsbereich +0/–0,5 dB	5 Hz bis 80 kHz
Klirrfaktor	
f = 1 kHz, bei allen angegebenen Maximalleistungen	< 0,1 %

Höhen- und Tiefenregler
Frequenzkurvenverlauf siehe Bild 2

Rumpel- und Rauschfilter
Steilheit 24 dB pro Oktave
Einsatzfrequenzen und Kurvenverlauf siehe Bild 3.

Tabelle 2

Stufen	Absenkung	Widerstandseinzelwerte	Stufen	Absenkung	Widerstandseinzelwerte
1.	0 dB	2,05 kΩ			
2.	2 dB	1,62 kΩ	13.	24 dB	130 Ω
3.	4 dB	1,30 kΩ	14.	26 dB	102 Ω
4.	6 dB	1,02 kΩ	15.	28 dB	115 Ω
5.	8 dB	825 Ω	16.	31 dB	82,5 Ω
6.	10 dB	649 Ω	17.	34 dB	57,6 Ω
7.	12 dB	511 Ω	18.	37 dB	41,2 Ω
8.	14 dB	412 Ω	19.	40 dB	36,5 Ω
9.	16 dB	324 Ω	20.	44 dB	27,4 Ω
10.	18 dB	261 Ω	21.	49 dB	15,4 Ω
11.	20 dB	205 Ω	22.	54 dB	10,0 Ω
12.	22 dB	162 Ω	23.	60 dB	10,0 Ω

Alle Widerstände sind Metallfilmwiderstände mit 1 % aus der E 96-Reihe.

Tabelle 3

In den Mustergeräten verwendete Spezialteile

IS 1, IS 4 bis 11, 14 bis 17	SN 76131 N (Texas Instruments) keine Äquivalenztypen
IS 2, 3, 12 und 13	µA 302 HC oder µA 310 HC (Fairchild)
IS 18, 19, 20 und 21	CA 3094 AT (RCA, Alfred Neye-Enatechnik GmbH, Schillerstr. 14 2085 Quickborn-Hamburg)
IS 22	µA 78 GKC
IS 23	µA 79 GKC (Fairchild)
Transistoren	BD 239, BD 240
Kühlkörper	
für µA 78 GKC, µA 79 GKC	KL – 173 sw (Seifert Elektronik)
für CA 3094 AT, Platine 6	KK – 501 sw (Seifert Elektronik)
für BD 239 und BD 240	KL – 105 sw (Seifert Elektronik)
Widerstände	ohne Angaben 5 %, 1/3 Watt mit *Metallfilmwiderstand 1 %, 1/3 W
Kondensatoren	
mit Bezeichnung ker.	keramische Miniaturkondensatoren
mit Bezeichnung Fol.	metallisierter Polyester-Folien-Kondensator
Kondensator mit Bezeichnung	*Styroflex 2,5%, 63 V
Transformator	PM 95 A, Trafo 6170-P (Ulrich Weber, Auf der Freiheit, 4900 Herford)
Schalter	
für Betriebsartenschalter	ELMA Typ 03 – 4 x 11 Bestellnummer 003 – 2210
für Lautstärkeregler	ELMA Typ 03 – 2 x 23 Bestellnummer 003 – 2130
für Höhen-, Tiefenregler	ELMA Typ 01 – 2 x 11 Bestellnummer 001 – 2110
für Ausgangsabschwächer	ELMA Typ 01 – 4 x 6 Bestellnummer 001 – 2260
für Eingangsimpedanzwahl	ELMA Typ 01 – 2 x 6 Bestellnummer 001 – 1260
für Muting- und Equalizer-Schalter	C + K Typ 7401 Kippschalter 4 x Um
für Rumpel- und Rauschfilter	Miniatur-Tastenschalter, Tastenabstand 12,5 mm, 3 Tasten mit 6 x Um, gegenseitig auslösbar
für Eingangswahlschalter	Miniatur-Tastenschalter, 8 Tasten mit 6 x Um, gegenseitig auslösbar
für Monitorschalter	Miniatur-Tastenschalter, 3 Tasten mit 6 x Um, mit Einzelauslösung

(Metallfilmwiderstände, Styroflex-Kondensatoren, ELMA- und C + K-Schalter von Berger-Elektronik GmbH, Am Tiergarten, 6 Frankfurt/Main)

Seit der Einführung der Frequenzmodulation im 2-m-Band haben tragbare Funksprechgeräte eine weite Verbreitung bei den Funkamateuren gefunden. Als Antennen werden dabei meist Viertelwellen-Strahler oder Wendelantennen verwendet; der nachfolgende Beitrag zeigt, wie mit einer etwa 80 cm langen Teleskopantenne wesentlich bessere Ergebnisse erzielt werden können.

Herwig Feichtinger

2-m-Portabelantenne

Tragbare Funksprechgeräte, besonders Handgeräte, stellen wegen ihrer (zum Glück) heute schon recht geringen Abmessungen ein relativ schlechtes Gegengewicht für einen aufgesetzten Antennenstab dar, da das Gehäuse praktisch immer klein im Vergleich zur Wellenlänge ist. Diese Tatsache äußert sich in einem zusätzlichen Verlustwiderstand, den man sich in Serie zum Strahlungswiderstand der Antenne denken kann (*Bild 1*).

Der theoretische Strahlungswiderstand eines Viertelwellen-Stabes beträgt 36,2 Ω, und eine Anpassung an die üblichen 50-...60-Ω-Antennenbuchsen der Funkgeräte ist oft nur deshalb möglich, weil sich dieser Wert in der Praxis wegen der Verluste durch den ohmschen Widerstand des Strahlers selbst und durch ein mangelhaftes Gegengewicht zur Antenne wesentlich vergrößert.

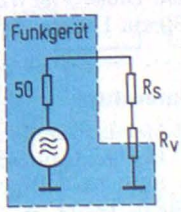


Bild 1. Die Impedanz einer Antenne setzt sich aus dem Strahlungswiderstand R_s und dem Verlustwiderstand R_v zusammen. R_v entsteht zum Teil durch ohmsche Verluste im Strahler, aber bei tragbaren Funkgeräten auch wesentlich durch das nicht ideale Gegengewicht in Form des Gerätegehäuses

Besonders ungünstig sind die Verhältnisse bei den heute gebräuchlichen Wendelantennen, die eine elektrisch verkürzte Form des λ/4-Strahlers darstellen. Ihr Strahlungswiderstand beträgt – je nach Länge – oft weniger als 20 Ω, und die zur Anpassung an 50 Ω erforderliche Impedanz-Differenz wird vollständig von den Verlusten in der Wendel und im Gegengewicht dargestellt, was auch den negativen „Gewinn" von meist 3...4 dB gegenüber einem λ/4-Strahler voller Länge erklärt.

Der einzig mögliche Ausweg aus dem Dilemma ist, die Verluste dadurch zu verringern, indem man den Fußpunktwiderstand des Strahlers so erhöht, daß der Verlustwiderstand von z. B. 30 Ω nur noch einen geringen Teil des Gesamtwiderstandes ausmacht. Dadurch wird natürlich auch eine besondere Schaltung zur Anpassung an 50 Ω erforderlich.

Der Halbwellenstrahler

Wie allgemein bekannt, wird die Bedingung eines hochohmigen Fußpunktes – wenn man sich auf unsymmetrische Antennen beschränkt – beispielsweise von einem λ/2 langen Strahler erfüllt; seine Impedanz kann, abhängig von seiner Dicke, bis zu einigen Kiloohm betragen. *Bild 2* zeigt das elektrische Ersatzschaltbild einer solchen Antenne nebst dem erforderlichen Anpaßnetzwerk. Eine handelsübliche 2-m-λ/2-Mobilantenne, die „Moba 6 K", ist ein Musterbeispiel dafür, daß auch bei der Anbringung am Autofenster, wo „ideal" schlechte Gegengewichtsverhältnisse herrschen, eine sehr gute Abstrahlung möglich ist.

Ein exakt λ/2 langer Strahler hat aber auch seine Tücken. Denn eine nur geringe Verstimmung, z. B. durch Umgebungseinflüsse, bewirkt eine deutliche Änderung des Fußpunktwiderstandes; ferner ist das Anpaßnetzwerk leider um so schmalbandiger, je größer das Transformationsverhältnis zwischen Ein- und Ausgangswiderstand ist. Da ein derart hoher Fußpunktwiderstand von einigen kΩ auch gar nicht notwendig ist, liegt der Gedanke nahe, den Strahler minimal zu verkürzen, nämlich gerade so viel, daß der Verlustwiderstand von z. B. 20 Ω zwar bereits keine Rolle mehr spielt, die Antennenimpedanz aber noch nicht unhandlich groß und instabil wird.

Der Verfasser erstellte daher eine Antenne, die etwa 0,4 λ lang ist, also 20 % kürzer als λ/2, und deren strahlendes Element aus einem Teleskopstab mit einem über die Gesamtlänge gemittelten Durchmesser von ungefähr 5 mm besteht. Wie sich mit einigem Formelaufwand errechnen läßt, setzt sich die Fußpunktimpedanz eines solchen

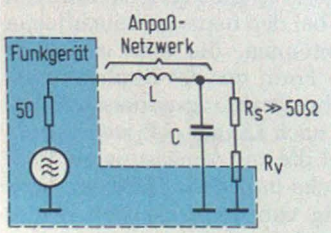


Bild 2. Wenn R_s sehr groß gegenüber R_v gemacht wird, lassen sich die Verluste radikal reduzieren. Allerdings wird dann ein Anpaßnetzwerk (L und C) erforderlich

Strahlers aus einem Wirkanteil von etwa 415 Ω und einem (induktiven) Blindanteil von ca. 571 Ω zusammen [1]. Obwohl der Verfasser nie ein besonders guter Mathematikschüler war, gelang es ihm schließlich auch, die Bauelementewerte der Anpaßschaltung zu errechnen; für die Spule L ergeben sich 0,15 µH, für den Kondensator 9,1 pF bei Anpassung an 50 Ω. Letzterer setzt sich zusammen aus 1,92 pF für die Kompensation des Blindanteils der Antenne und 7,15 pF für die eigentliche Transformationsschaltung.

Die Antenne in der Praxis

Um die Probe aufs Exempel zu machen, wurde an der fertig aufgebauten Antenne die Spule L durch stückweises Kurzschließen von ursprünglich 10 Windungen so verkürzt, daß sich bei wechselweisem Abgleich mit einem 10-pF-Trimmer als C ein Stehwellenverhältnis von 1,0 ergab, d. h. die Antenne reflektierte keine Sendeleistung. Die schließlich übriggebliebenen acht Windungen mit 9 mm Durchmesser, 18 mm Spulenlänge und 1,5 mm Drahtdurchmesser (CuAg) besitzen rechnerisch wiederum genau 0,15 µH [2]; die Theorie ist also offenbar doch nicht gar so grau, wie manch Praktiker glaubt.

Lediglich der praktisch benötigte Wert für C ist deutlich kleiner als errechnet; der Grund dafür ist die erhebliche Kapazität der Anpaßschaltung gegen Masse. Die Antenne des Verfassers kommt z. B. mit einem kleinen Festkondensator von nur 2,2 pF als C aus, der nachträglich statt des ursprünglich vorhandenen Trimmers eingelötet wurde. Der genaue Wert ist allerdings sehr aufbauabhängig.

Bild 3 vermittelt einen Eindruck von der mechanischen Gestaltung des Antennenfußes. Das Anpaßnetzwerk sitzt in einer zylinderförmigen Kammer, die mit einem BNC-Stecker verschraubt ist. Der Fuß der 80 cm langen Teleskopantenne wurde mit Zweikomponenten-Epoxy-Kleber eingegossen.

Im freien Feld ergaben sich mit dieser „Fast-λ/2-Antenne" etwa 7 dB Gewinn gegenüber einer optimal abgestimmten, 15 cm langen Wendelantenne und immerhin noch 4 dB gegenüber einem λ/4-Stab, der ja auch bereits 50 cm lang ist. Diese vier dB sollten einem schon 30 cm Längendifferenz wert sein!

Literatur

[1] *Meinke/Gundlach.* Taschenbuch der Hochfrequenztechnik, S. 520. 3. Aufl., Springer-Verlag, Heidelberg

[2] *Schultheiß.* Der Kurzwellenamateur, S. 30. 10. Aufl., Franckh'sche Verlagshandlung, Stuttgart

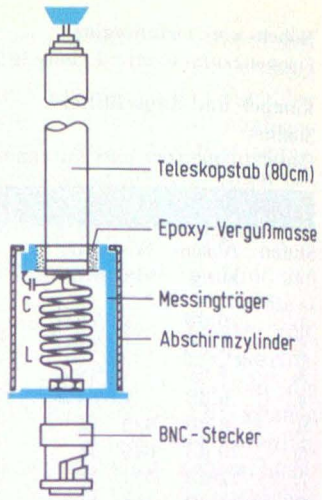
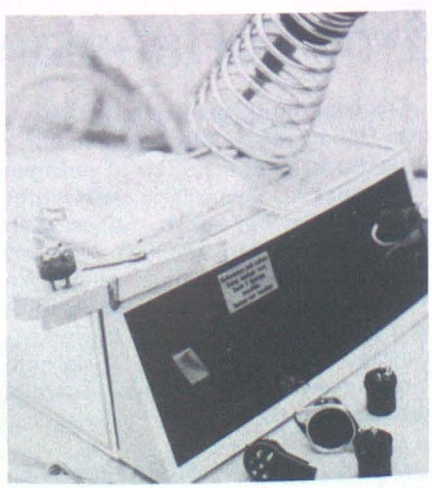


Bild 3. So sieht die Portabelantenne in der Praxis aus. Sie besitzt immerhin 4 dB Gewinn gegenüber einem Viertelwellen-Stab

Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern

In FUNKSCHAU 12/77 veröffentlichten Sie unter der Rubrik Praxis & Hobby einen Beitrag über Hilfsmittel zum Anlöten von Steckern. Da auch mir immer eine dritte Hand beim Löten fehlte, möchte ich allen Praktikern mein Hilfsmittel vorstellen. Es ist eine einfache Wäscheklammer, die wohl in fast jedem Haushalt zu finden ist. Sie sollte aus Holz sein, da sich Plastikklammern bei großer Hitze verformen. Wer in seinem Haushalt dank automatischem Wäschetrockner keine Wäscheklammer mehr besitzt, der kann auch eine Polklammer verwenden. Die besten Erfahrungen habe ich jedoch mit Omas alter Holzklammer gemacht.

Die Klammer wird direkt am Lötkolbenständer angebracht (*Bild*). Nicht nur die gängigsten Stecker und Kupplungen, sondern auch kleinere Platinen, Drähte, Litzen usw. werden von diesem Hilfsgerät festgehalten und lassen sich so mühelos verlöten. Dirk Nagel



Omas alte Wäscheklammer aus Holz eignet sich sehr gut als dritte Hand beim Löten

Günther Pichlmaier

Universalfilter

Den zweiten Preis in der Abteilung „Nachbausichere Bauanleitungen" des FUNKSCHAU-Preises gewann der Autor mit dem folgenden Beitrag. Bei diesem Filter, das zur Klangbeeinflussung im Nf-Bereich konzipiert wurde, sind die Filterparameter Verstärkung, Güte und Resonanzfrequenz getrennt und unabhängig voneinander einstellbar.

Seit einiger Zeit werden vor allen Dingen im Nf-Bereich immer häufiger aktive Filterschaltungen eingesetzt; Beispiele dafür sind: Aktive Frequenzweichen, Equalizer, Rausch- oder Rumpelfilter, etc. Auch in der FUNKSCHAU wurden schon verschiedene Filterschaltungen veröffentlicht. Den meisten dieser Art haftet jedoch der Nachteil an, daß die Filterparameter (Verstärkung, Güte, Resonanzfrequenz) der berechneten und aufgebauten Schaltung nicht mehr unabhängig voneinander verändert werden können. Im folgenden soll eine Schaltung beschrieben werden, bei der sich die Parameter im Bereich von 10 Hz bis 20 kHz durchstimmen lassen.

Theorie

Bei dem in *Bild 1* wiedergegebenen Prinzipschaltbild handelt es sich um eine analog programmierte Schwingungsdifferentialgleichung. Die einzelnen Stufen erfüllen dabei folgende Schaltungsfunktionen:

1. Stufe $U_1 = -\alpha U_e - \gamma U_3$ Pufferinverter
2. Stufe $U_2 = -\beta U_1 - \delta U_4$ Inverter
3. Stufe $U_3 = -\frac{U_2}{pRC}$ Integrator
4. Stufe $U_4 = -\frac{U_3}{pRC}$ Integrator

Analysiert man die Schaltung weiter, so erhält man folgende Ergebnisse:

$$\frac{U_1}{U_e} = \frac{\alpha(\delta - \Omega^2)}{\sqrt{(\delta - \Omega^2)^2 + \gamma^2\beta^2\Omega^2}}$$ (Sperrfilter)

$$\frac{U_2}{U_e} = \frac{\alpha\beta b_i \Omega^2}{\sqrt{(\delta - b_i\Omega^2)^2 + b_i\gamma^2\beta^2\Omega^2}}$$ (Hochpaß 2. Ordnung)

$$\frac{U_3}{U_e} = \frac{\alpha\beta\Omega}{\sqrt{(\delta - \Omega^2)^2 + \gamma^2\beta^2\Omega^2}}$$ (Bandpaß)

$$\frac{U_4}{U_e} = \frac{\alpha\beta}{\sqrt{(\delta - b_i\Omega^2)^2 + b_i\gamma^2\beta^2\Omega^2}}$$ (Tiefpaß 2. Ordnung)

mit $\Omega = \frac{f}{f_o}$

Es gelten dabei folgende Filterdaten:

Bandpaß, Sperrfilter:
α = Verstärkung
$\frac{1}{\beta}$ = Q (Gütefaktor)
$f_o = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ (Resonanzfrequenz)

Hoch-, Tiefpaß:
$\frac{\alpha}{\beta}$ = Verstärkung
$\beta = \frac{a_i}{\sqrt{b_i}}$ (Filtertyp)
$f_G = \frac{\sqrt{b_i}}{2 \cdot \pi \cdot R \cdot C}$ (Grenzfrequenz)

allgemein:

δ: f_o, f_g werden um diesen Faktor verschoben

γ: β wird mit γ multipliziert

Man sieht daraus, daß sich bei Verwendung als Bandpaß oder Sperrfilter Verstärkung, Güte und Resonanzfrequenz unabhängig voneinander durchstimmen lassen. Bei Hoch- und Tiefpaß ist es nicht sinnvoll, die Polgüte $\frac{1}{\beta}$ in weiten Bereichen zu verändern, da bei zu großen Güten der Verlauf eines Bandpasses entsteht. Man legt deshalb bei diesen Anwendungen mit Hilfe von Tabellen durch die Faktoren a_i und b_i den Filtertyp fest. Einen Überblick über verschiedene gebräuchliche Filtertypen gibt *Bild 2* anhand von Tiefpässen 2. Ordnung. Hat man den Filtertyp festgelegt, so lassen sich Verstärkung und Grenzfrequenz unabhängig voneinander verändern.

Die Schaltung

Bild 3 zeigt die Schaltung des Universalfilters. Die Parameter γ und δ wurden gleich 1 gesetzt, da sie für diese Anwendung keine Vorteile bringen. Die Eigenschaften der Schaltung (Frequenzgang, Verzerrungen, Schwingneigung) hängen stark von den verwendeten Verstärkerelementen ab. Um die Bauelementezahl niedrig zu halten, wurden Operationsverstärker mit symmetrischer Speisung eingesetzt.

Die Widerstände R 1, R 2, R 3, R 4 werden als Lastwiderstand für den verwendeten OP benötigt. Neben dem Typ TAA 861 läßt sich auch der TAA 761 verwenden, wenn man die Kompensationskondensatoren (C1 bis C4) auf 22 pF verkleinert. Mit der angegebenen Dimensionierung läßt sich mit P 1 die Verstärkung der Schaltung zwischen den Grenzen v=1 (0 dB) bis v=10 (20 dB) verändern. Im Gegensatz zu Bild 1 wurde das Poti $\frac{1}{\beta}$ R2 durch einen Festwiderstand mit vorgeschaltetem Spannungsteiler ersetzt. Mit P 2 läßt sich deshalb, bei Verwendung als Bandpaß oder als Sperrfilter, der Gütefaktor Q von 1 bis 70 verändern.

Bei Verwendung als Hoch- oder Tiefpaß (Flankensteilheit 12 dB/Okt.) wird

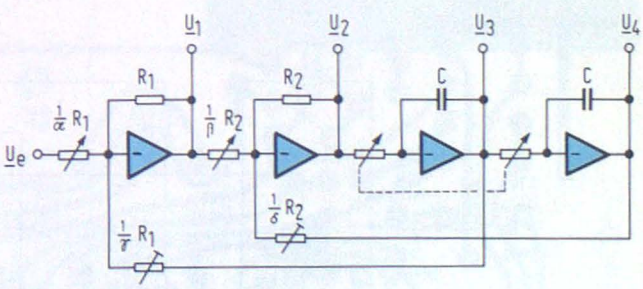


Bild 1. Prinzipschaltbild

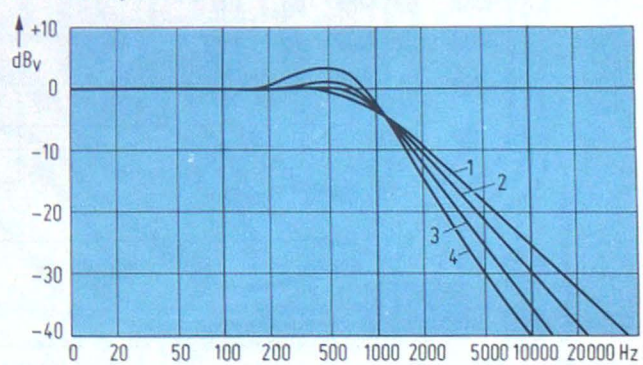


Bild 2. Verschiedene Filtertypen 2. Ordnung mit f_g = 1 kHz. Kurve 1: Bessel-Tiefpaß, Kurve 2: Butterworth-Tiefpaß, Kurve 3: 1-dB-Tschebyscheff-Tiefpaß, Kurve 4: 3-dB-Tschebyscheff-Tiefpaß

auf den Spannungsteiler R 5, R 6 umgeschaltet. Mit den Werten R 5=1,8 kΩ und R 6=5,6 kΩ wird ein 3-dB-Tschebyscheff-Filter realisiert. 3 dB ist dabei die Welligkeit des Filters, d. h. die Verstärkung vor (Tiefpaß) bzw. nach (Hochpaß) der Grenzfrequenz ändert sich um 3 dB. Ein Filter mit 1 dB Welligkeit läßt sich realisieren, wenn man R 5=0 macht und R 6 wegläßt. Mit P 3 kann die Resonanzfrequenz um den Faktor 20 und mit S 2 um den Faktor 10 verschoben werden.

Die erreichbare Unabhängigkeit der Parameter hängt sehr stark von den Gleichlaufeigenschaften des verwendeten Stereopotis ab. Die Widerstände R 7, R 8, R 9, R 10 dienen zur Kompensation von Offsetströmen. Der Umschalter S 1 kann entfallen, wenn alle Ausgänge parallel benötigt werden. Allerdings gilt dann für alle Filter die mit P 3 eingestellte Güte. Die Komponenten R 22, R 23, R 24, R 25, R 26 sowie C 16 und C 17 verhindern, vor allem bei hohen Güten, eine Schwingneigung des Filters.

Durch einen Z-Dioden-Spannungsteiler läßt sich die Schaltung mit einer Speisespannung betreiben. Der Mittelpunkt des Spannungsteilers bildet für die OP's den sogenannten „virtuellen Nullpunkt". Um Eingang und Ausgang auf Masse beziehen zu können, wird der Teiler wechselspannungsmäßig mit C 5, C 6 überbrückt.

Zur Stromversorgung der Schaltung lassen sich verschiedene Lösungen angeben:

1. direkter Anschluß an ein (vorhandenes) stabilisiertes Netz für 24 V.
2. Spannungen von 27...38 V lassen sich durch Vorschalten eines Dreibein-Spannungsreglers stabilisieren (siehe Bild 3).
3. Aufbau eines einfachen Netzgerätes: Gleichrichtung und Spannungsreglers (siehe Bild 3).

Tabelle 1. Verwendete Spezialteile

Operationsverstärker:
OV1, OV2, OV3, OV4
TAA 861, TAA 865, TAA 861A, TAA 865A
oder bei Verkleinerung von C1, C2, C3, C4 auf 22p:
TAA 761, TAA 765, TAA 761A, TAA865A
Siemens

Z-Dioden:
10 V/400 mW

Widerstände:
alle Widerstände 5 %

Kondensatoren:
C1, C2, C3, C4, C13, C16, C17 keramische Scheibenkond.
C7, C8, C9, C10, C11, C12 MKM 5 %

Potentiometer:
P1, P2 Mono, log.
P3 Stereo, log.

Schalter:
S1 : 2 x 4 Stufen
S2 : 2 x 3 Stufen

Aufbau

Die Schaltung wurde für eine einseitige Versorgungsspannung von 24 V ausgelegt, um sie ohne Schwierigkeiten an bestehende bzw., heute übliche Nf-Verstärkeranlagen anpassen zu können. Die für den Aufbau benötigten Teile lassen sich dem Schaltbild und *Tabelle 1* entnehmen. Es wurden ausschließlich handelsübliche Bauteile verwendet. Eine universelle Verwendbarkeit des Filters gewährleisten auch die technischen Daten der Schaltung, die *Tabelle 2* wiedergibt.

Tabelle 2. Technische Daten des Filters

Betriebsspannung:
U_{cc} = 24 V ± 1,5 V
Betriebsstrom (bei 24 V):
I_B = 40 mA
Eingangsimpedanz:
$R_E \geqq 80$ kΩ
Ausgangsimpedanz:
R_A = 2 kΩ
max. Eingangsspannung:
250 mV_{eff}
max. Ausgangsspannung:
2,5 V_{eff}
Klirrfaktor (1 kHz):
K ≦ 0,1 %
Fremdspannungsabstand:
≧ 80 dB
Bandpaß, Bandsperre:
f_o 10 Hz...23 kHz
V_r 0 dB...20 dB
Q 1...70
Hochpaß, Tiefpaß:
f_G 10 Hz...23 kHz
V_r 0 dB...20 dB
Charakteristik 3-dB-Tschebyscheff

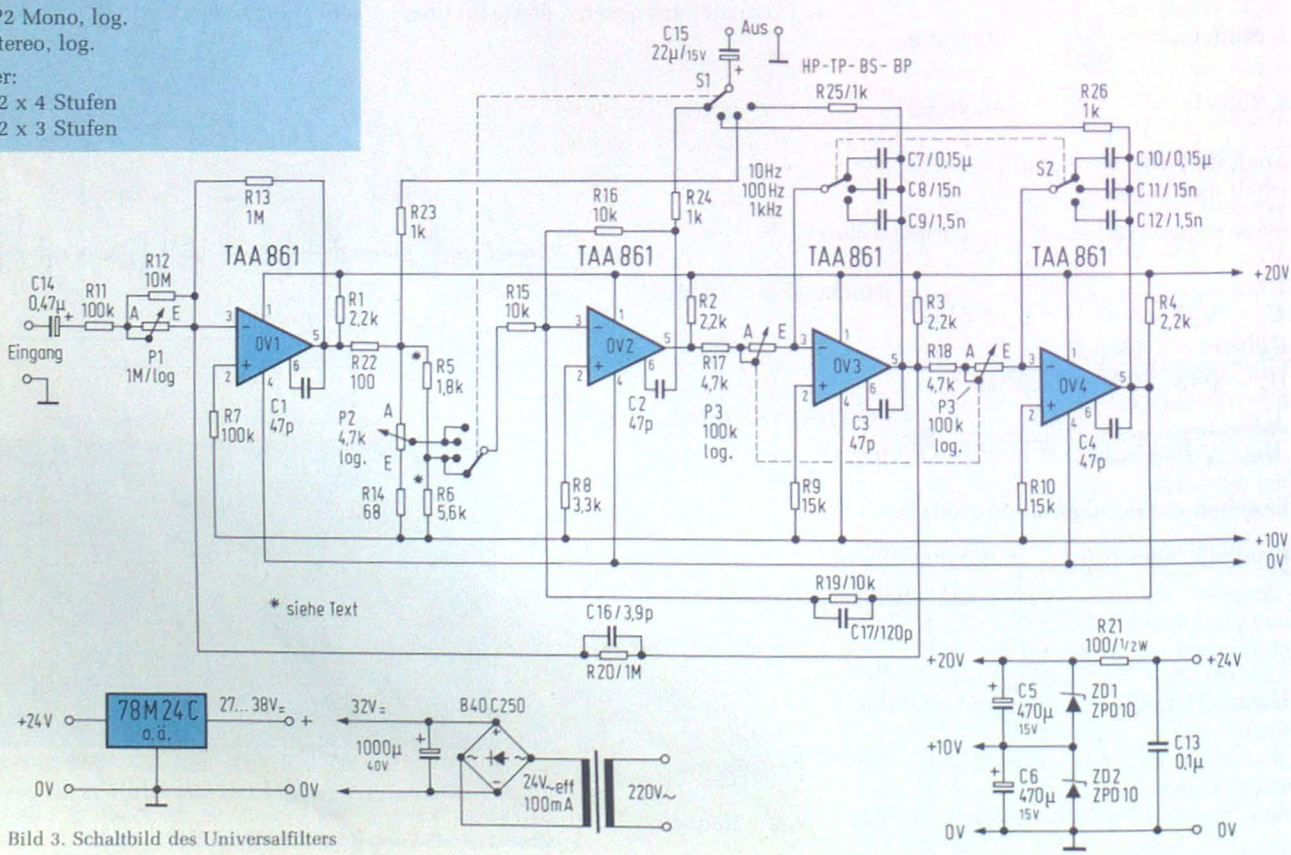


Bild 3. Schaltbild des Universalfilters

Für einige typische Einstellungen der Parameter wurden die Frequenzgangkurven aufgenommen (*Bilder 4, 5, 6 und 7*). *Bild 8* gibt das Layout der Platine wieder, und *Bild 9* zeigt den Bestückungsplan.

Für eine optimale Skaleneinteilung der Regler wären negativ logarithmische Potentiometer erforderlich. Da es sich bei dem Filter allerdings um ein „Spezialgerät" handelt, schränkt man den Bedienungskomfort nicht wesentlich ein, wenn die Skala einen „verkehrten" Regelsinn hat. Die Platine wurde deshalb für handelsübliche posi-

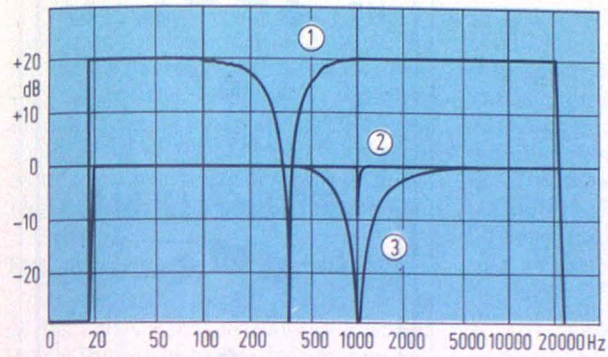


Bild 4. Bandsperre. Kurve 1: f_o = 360 Hz, v = 20 dB, Q = 1, Kurve 2: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 60, Kurve 3: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 1

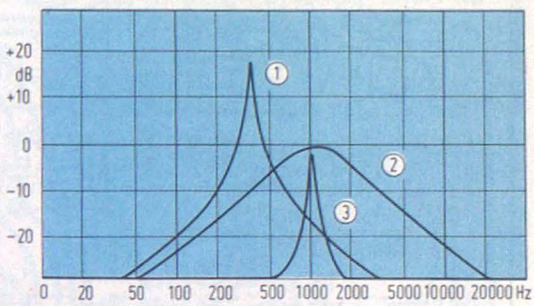


Bild 5. Bandpaß, Kurve 1: f_o = 360 Hz, v = 20 dB, Q = 60, Kurve 2: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 1, Kurve 3: f_o = 1 kHz, v = 0 dB, Q = 60

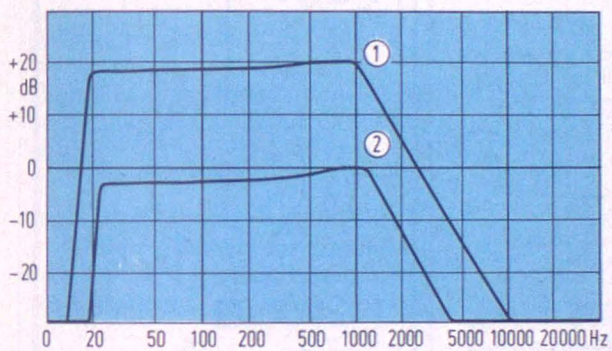


Bild 6. Tiefpaß (3-dB-Tschebyscheff) Kurve 1: f_G = 1 kHz, v = 20 dB Kurve 2: f_G = 1 kHz, v = 0 dB

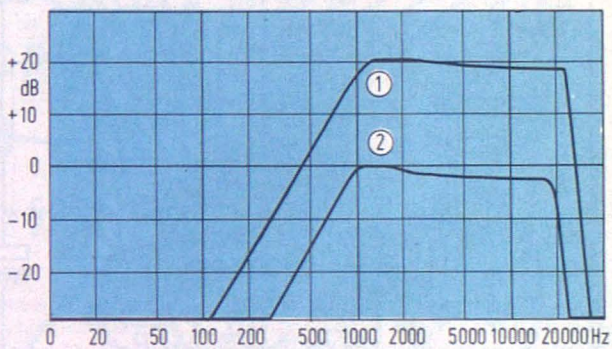


Bild 7. Hochpaß (3-dB-Tschebyscheff) Kurve 1: f_G = 1 kHz, v = 20 dB, Kurve 2: f_G = 1 kHz, v = 0 dB

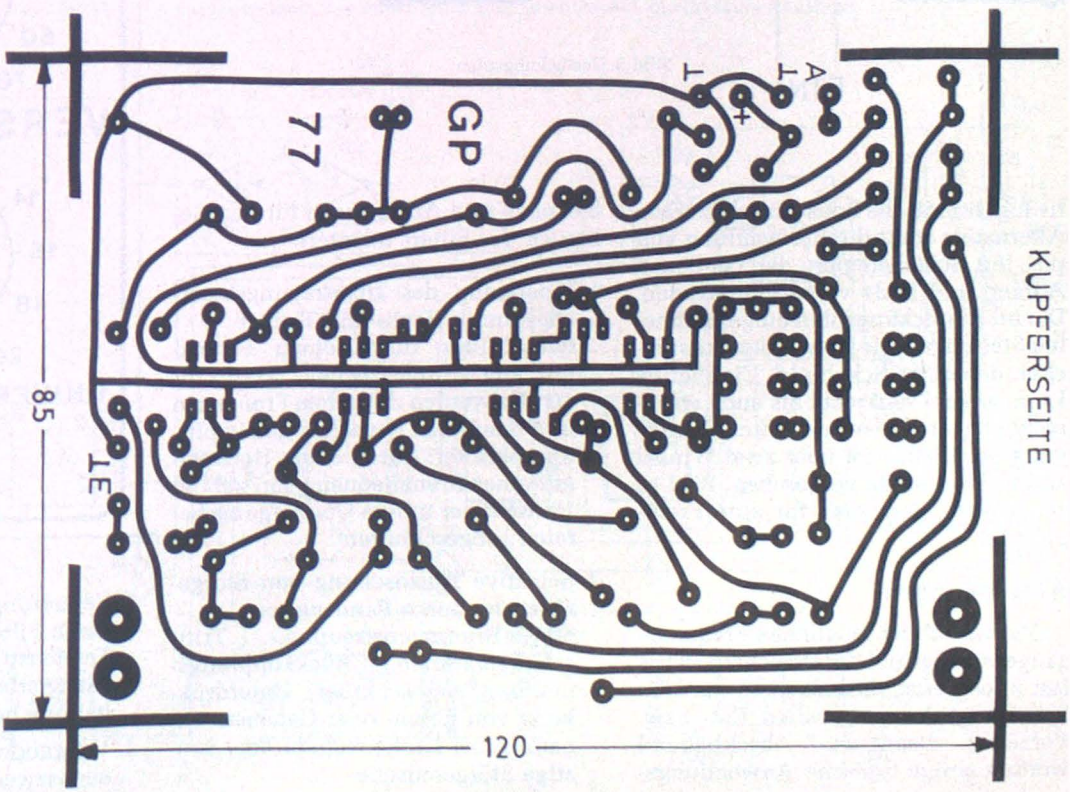


Bild 8.
Layout der Platine

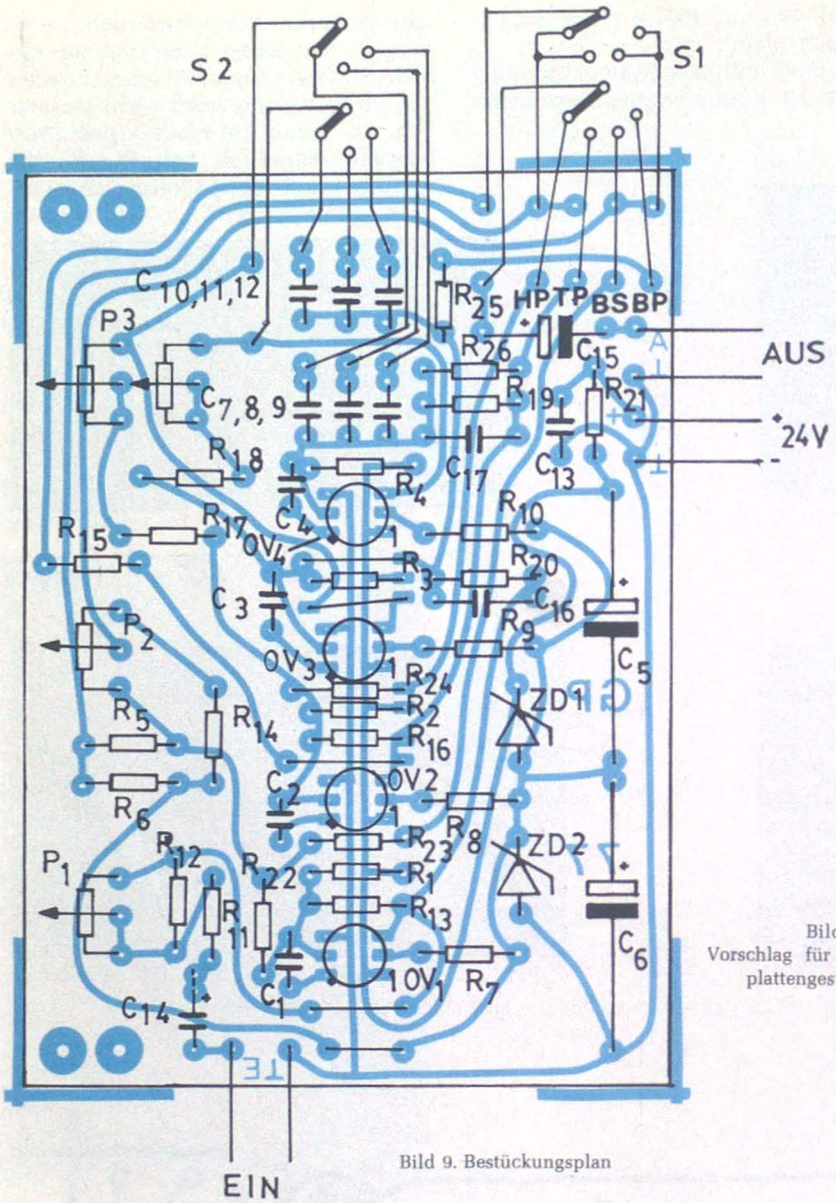


Bild 9. Bestückungsplan

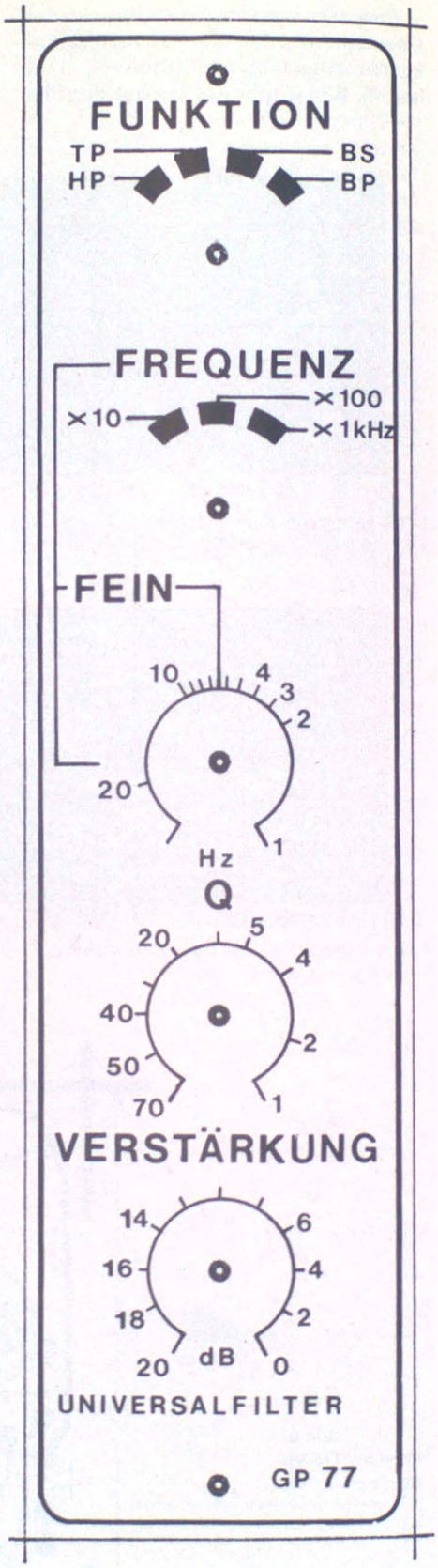


Bild 10. ▶ Vorschlag für Frontplattengestaltung

tiv logarithmische Potis ausgelegt. Eine Alternative stellt die Verwendung von pos. log. Schiebereglern dar, bei denen Anfang und Ende vertauscht werden. Die im Bestückungsplan eingezeichneten Stellungen der Umschalter entsprechen denen im Schaltbild. Die Platine kann sowohl senkrecht als auch waagrecht angeordnet werden. Eine Befestigung der Platine ist über zwei Winkel an der Frontplatte vorgesehen. Bild 10 zeigt einen Vorschlag für eine Frontplatte.

Anwendungen

Die Anzahl der möglichen Frequenzgänge ist aufgrund der erreichten Werte fast unbegrenzt, deshalb kann man die Schaltung als universellen Ent- bzw. Verzerrer benutzen. Abschließend werden einige typische Anwendungsbeispiele und Anregungen für den Gebrauch des Filters erläutert.

1. Einengung des Übertragungsbereiches durch Hoch- und Tiefpaß:
   Rauschfilter: durch einen Tiefpaß mit einer Grenzfrequenz von z. B. 10 kHz werden die hohen Frquenzen und damit das Rauschen gedämpft.
   Rumpelfilter: durch einen Hochpaß mit einer Grenzfrequenz von z.B. 50 Hz wird der untere Übertragungsbereich „abgeschnitten".
2. Selektive Auslöschung von Störgeräuschen durch Bandsperre:
   50-Hz-Brummeinstreuung, Trittschallgeräusche, Rückkopplungspfeifen (Feedbackkiller), Unterdrükkung von Raum- oder Gehäuseresonanzen bei Lautsprechern oder sonstige Störgeräusche.
3. Verzerrungen mit Bandpaß oder anderen Filterarten:
   Telefonstimme, Änderung der Klangfarbe eines Instruments, Verhallung bestimmter Frequenzen.
4. Verwendung zu Meß- oder Versuchszwecken.

Christian Käferlein

Kontaktlos gesteuerte Morsetaste

Zweck des Gerätes ist es, Morsezeichen mit vorwählbarer Absolutdauer und festem Zeitdauerverhältnis zwischen Punkten und Strichen zu erzeugen. Die Taste ist in erster Linie für Funkamateure gedacht, kann aber auch in anderen Bereichen Anwendung finden.

Funktionsweise

Das Gerät wird mittels Schukostecker an das 220-V-Lichtnetz angeschlossen. Durch Rechtsdrehung des oberen linken Knopfes wird das Gerät eingeschaltet. Mit diesem Knopf kann auch die Gebegeschwindigkeit eingestellt werden. Eine Kontrollampe zeigt den betriebsbereiten Zustand an; mit einem Potentiometer kann die Lautstärke des Mithörtones eingestellt werden. Die Berührungsempfindlichkeit für die Auslösung der Zeichen wird mit zwei weiteren Potis eingestellt.

Durch Berühren der rechten Tastfläche werden Zeichen mit dreifacher Elementdauer (Striche) erzeugt. Der Zeichenabstand beträgt eine Elementlänge (Punktlänge). Bei Berühren der linken Sensorfläche werden Zeichen mit einfacher Elementdauer (Punkte) erzeugt, die ebenfalls einen Zeichenabstand von einer Elementdauer haben. Die Zeichen werden solange erzeugt, bis die Berührung beendet wird. Durch abwechselndes Berühren der beiden Tastflächen können Morsezeichen mit vorwählbarer Elementdauer und genau definiertem Zeitabstand innerhalb eines Zeichens geformt werden. Die eingestellte Elementdauer bestimmt die Gebegeschwindigkeit, die zwischen 30 und 200 BpM regelbar ist.

Durch gleichzeitiges Berühren der beiden Tastflächen werden Punkt- und Strichzeichen in abwechselnder Reihenfolge erzeugt. Soll diese Sequenz mit einem Strichzeichen beginnen, so ist zunächst die rechte Tastfläche, unter Beibehaltung dieser Berührung kurz darauf (innerhalb einer Elementdauer) die linke Tastfläche zu berühren und solange zu halten, bis die gewünschte Anzahl von Zeichen erreicht ist. Soll die Sequenz mit einem Punktzeichen beginnen, so ist mit dem Berühren der linken Tastfläche zu beginnen.

Diese Art der Zeichenbildung ist als „Squeeze-Technik" bekannt. Zur Er-

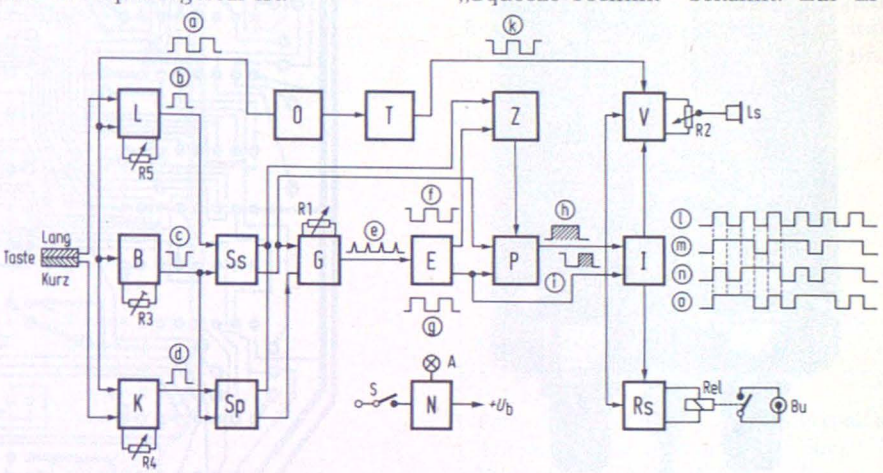


Bild 1. Blockschaltung der Morsetaste. A = Kontrollampe, B = Bezugstriggergenerator der Berührungselektronik, Bu = Buchse zum Anschluß eines Senders, E = Punkt-Pausen und 1/3-Strichsignalerzeugung zur Zeichenbildung, G = Taktgeber zur Erzeugung der Elementdauer, I = Summierstufe zur Zeichenbildung, K, L = Veränderliche Triggergeneratoren der Berührungselektronik, N = Netzteil, O = Taktoszillator zur Triggerung der Berührungselektronik B, K, L und des Tonimpulsformers V, P = 2/3 Strichsignalerzeugung zur Zeichenbildung, R = Relais, Rel = Relaissteuerstufe, S = Netzschalter, Ss = Koinzidenzstufe zur Strichsignalerzeugung, Sp = Koinzidenzstufe zur Punktsignalerzeugung, T = Trennstufe, V = Tonfrequenzverstärker, Z = Punkt/Strich und Strich!Punkt-Unterdrückungsschaltung

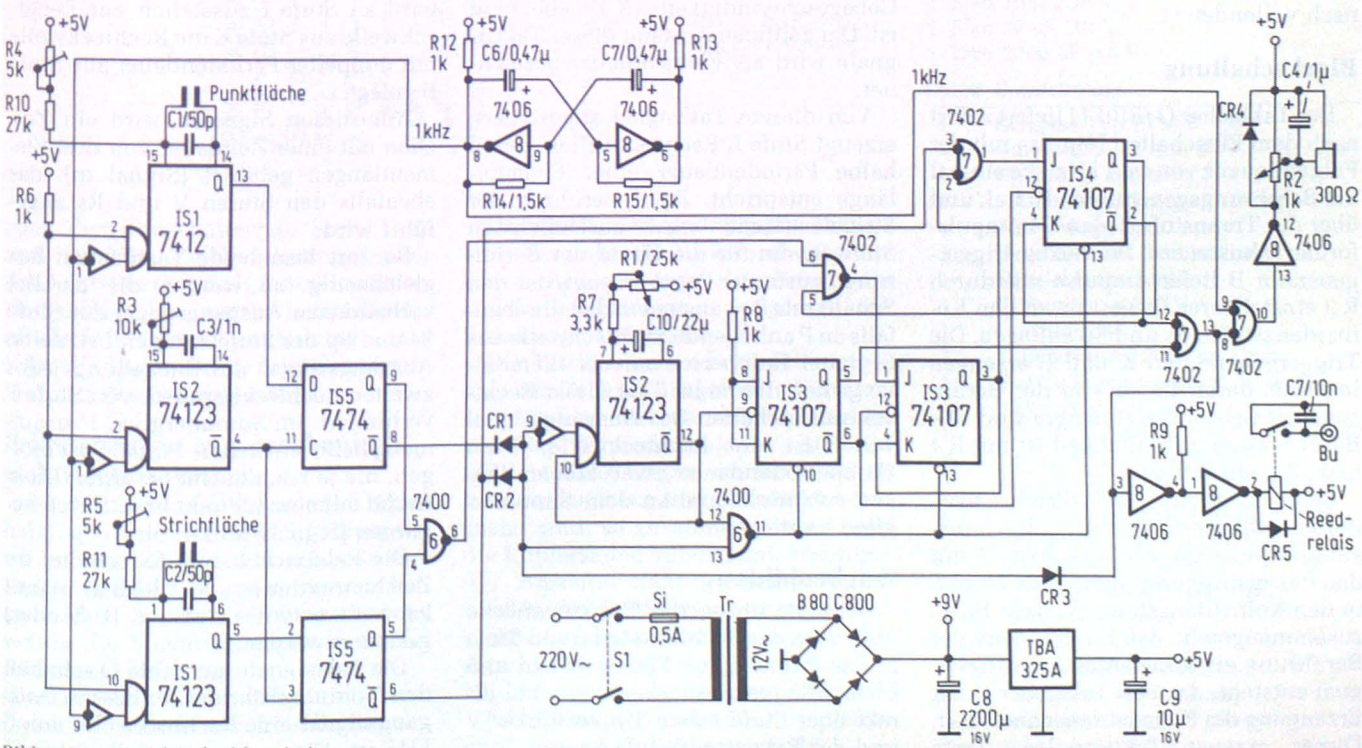


Bild 2. Stromlaufplan der Morsetaste

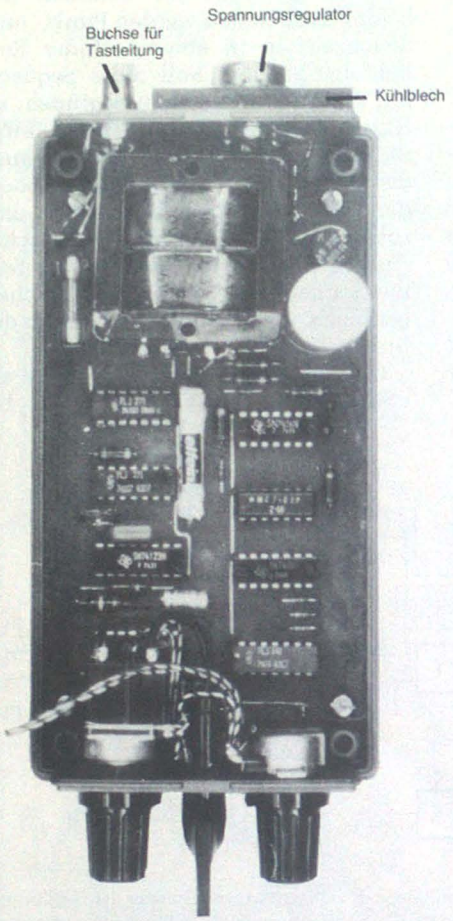
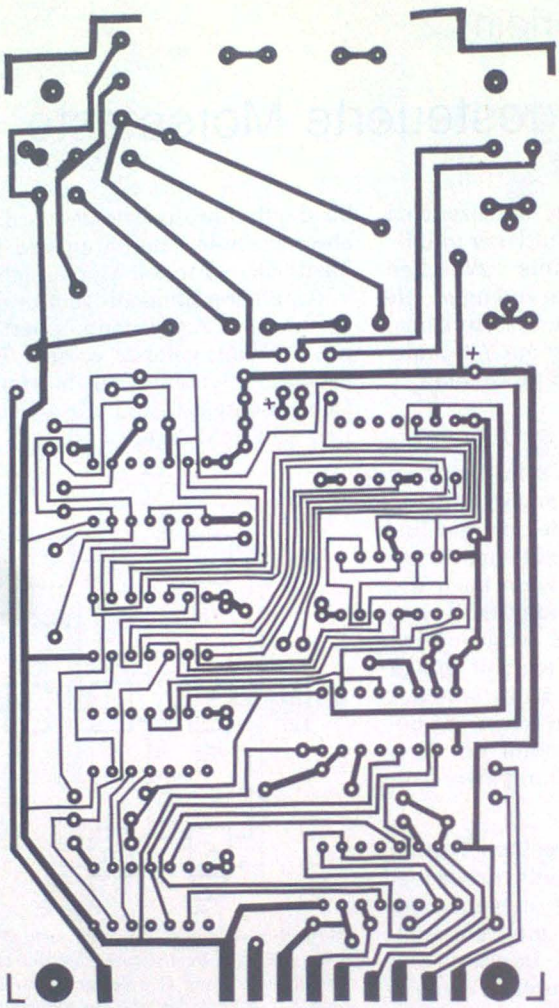
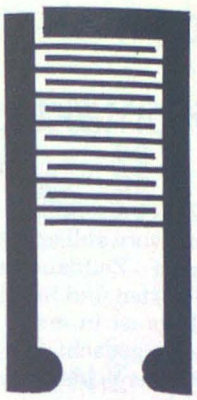


Bild 3. Innenansicht des vom Verfasser erstellten Gerätes



◄ Bild 4. Layout der gedruckten Schaltung



▲ Bild 5. Layout der Tastfläche

zeugung eines Zeichens genügt es, die entsprechende Tastfläche nur anzutippen. Das Zeichen wird dann automatisch vollendet.

Blockschaltung

Der Taktgeber O *(Bild 1)* liefert sofort nach dem Einschalten Impulse mit der Folgefrequenz von ca. 1 kHz, die einmal die Berührungsgeneratoren B, K, L und über die Trennstufe T den Tonimpulsformer V ansteuern. Der Bezugstriggergenerator B liefert Impulse mit durch R 3 einstellbarer Dauer, die an den Koinzidenzstufen Ss und Sp anliegen. Die Triggergeneratoren K und L erzeugen Impulse, deren Dauer von der Berührung der Gebetasten abhängig sind. Die Berührungsempfindlichkeit ist mit R 4 bzw. R 5 einstellbar.

Beim Berühren der Strich- bzw. Punkttastflächen werden die Ausgangsimpulse der Stufen L bzw. K mit den Bezugstriggerimpulsen aus Stufe B in den Koinzidenzstufen Ss bzw. Sp so zusammengefaßt, daß für die Dauer der Berührung ein konstantes Ausgangssignal entsteht, das den Taktgeber G zur Erzeugung der Elementdauer ansteuert. Dieser erzeugt Taktimpulse, deren Zeitabstand von der Einstellung der Gebegeschwindigkeit (R 1) abhängig ist. Der zeitliche Abstand dieser Taktsignale wird als Elementdauer bezeichnet.

Von diesem Taktsignal angesteuert, erzeugt Stufe E Rechteckwellen, deren halbe Periodendauer einer Elementlänge entspricht. Beim Berühren der Strichtastfläche wird zusätzlich in Stufe Ss ein für die Dauer der Berührung konstanter Pegel erzeugt, der den Schaltkreis P so ansteuert, daß die ebenfalls an P anliegende Rechteckwelle aus E, deren Halbperiodendauer Elementlänge hat, diesen im Takt dieser Rechteckwelle schaltet. Das Ausgangssignal von P ist eine Rechteckwelle, deren Halbperiodendauer zwei Elementlängen entspricht und an dem Summierglied I anliegt.

Zeichenbildung

Beim Berühren der Punkttastfläche führt man das Rechtecksignal von Stufe E, das Punkten mit Elementlänge und Elementlängenabstand entspricht, direkt über Stufe I dem Tonverstärker V und der Relaissteuerstufe Rs zu.

Beim Berühren der Strichtastfläche wird an Stufe I zusätzlich zur Rechteckwelle aus Stufe E die Rechteckwelle mit doppelter Periodendauer aus Stufe P gelegt.

Aus diesen Signalen wird ein Zeichen mit einer Zeitdauer von drei Elementlängen gebildet (Signal m), das ebenfalls den Stufen V und Rs zugeführt wird.

Berührt man beide Tastflächen fast gleichzeitig, so werden die parallel vorhandenen Ausgangspegel der Stufe Ss und Sp der Stufe Z zugeführt, deren Ausgangssignal die Entstehung jedes zweiten Rechteckimpulses von Stufe P verhindert. Im Summierglied I zusammengefaßt, entstehen Punkt/Strichfolgen, die je nach zuerst berührter Tastfläche mit einem Punkt bzw. Strich beginnen (Signale n bzw. o).

Die Relaisschaltstufe Rs schaltet im Zeichenrhythmus das Relais; damit kann ein externes Gerät (z. B. Sender) gesteuert werden.

Die Taktsignale aus Stufe O schalten den Tonimpulsformer V, dessen Ausgangssignal eine Rechteckwelle von 1 kHz ist. Dieses Tonsignal liegt sofort

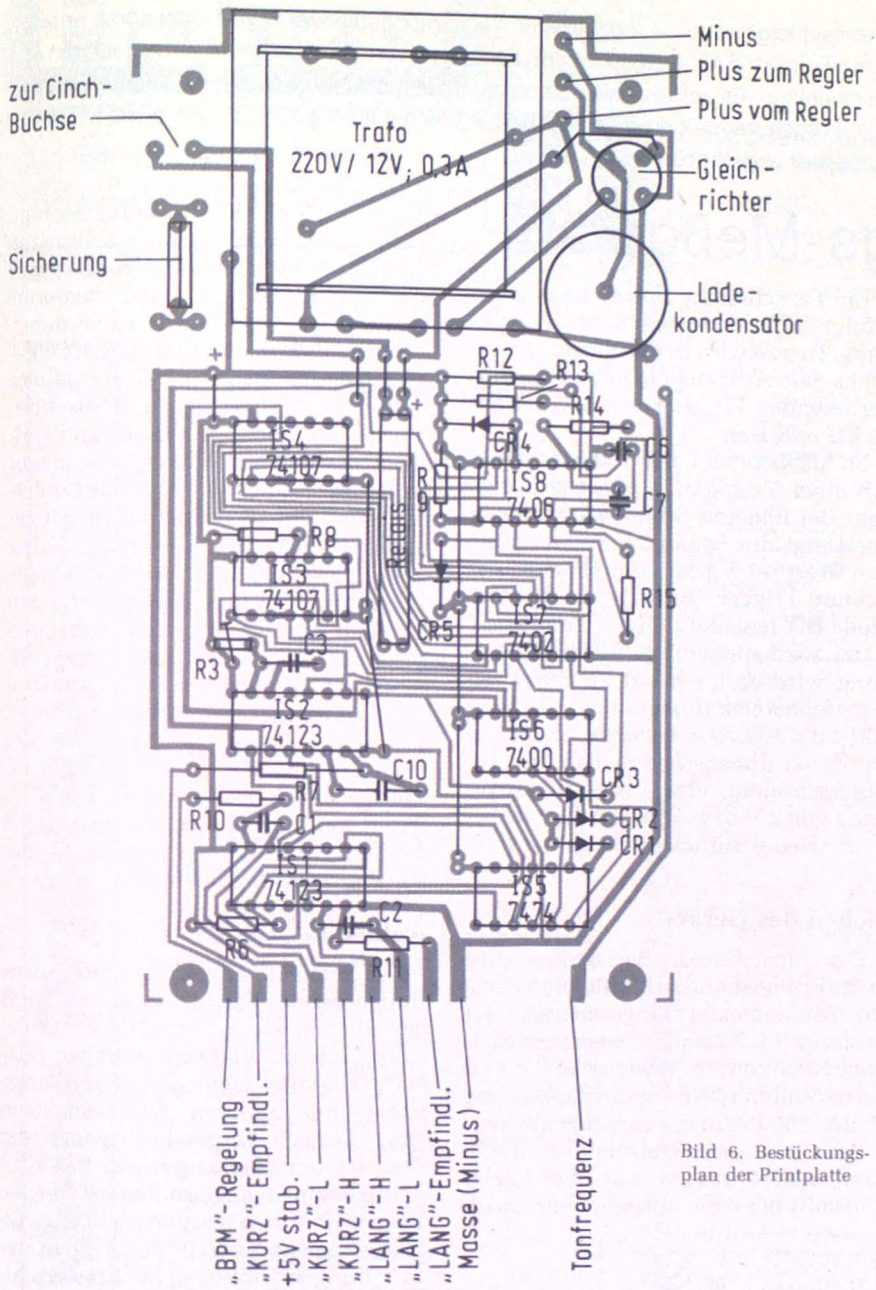


Bild 6. Bestückungsplan der Printplatte

nach dem Einschalten an Stufe V an und wird im Zeichenrhythmus über den Lautstärkeregler R 2 zum Lautsprecher geführt. Das Netzteil liefert die stabilisierte Versorgungsspannung von 5 V für alle Stufen. *Bild 2* zeigt den Stromlaufplan des Gesamtgerätes.

Erläuterungen zum mechanisch-elektrischen Aufbau

Im Hinblick auf eine bequeme Handhabung wurde das Gerät in einem Gehäuse von 150 mm x 80 mm x 50 mm realisiert. *Bild 3* zeigt den inneren Aufbau. Zur besseren Wärmeableitung wurde die Spannungsregler-IS an der Rückwand befestigt.
Die Tastflächen sind drehbar montiert, damit eine ermüdungsfreie Bedienung gewährleistet ist.

Da durch den gedrängten Aufbau eine Verdrahtung herkömmlicher Art schwierig ist, wurde eine Printplatte angefertigt. Das Layout der gedruckten Schaltung zeigt *Bild 4*.

Die Tastflächen sind ebenfalls in gedruckter Technik ausgeführt. Zum Herstellen verwendet man 1,5 mm starkes, einseitig kupferkaschiertes Material (*Bild 5*). Zwei Stücke von 50 mm x 25 mm werden, nachdem sie belichtet und geätzt sind, so zusammengeklebt, daß die Kupferseiten außen sind. Nachdem die Anschlußdrähte angelötet sind, werden die Tastflächen mit der Achse verklebt und anschließend lackiert. Die Anschlußdrähte gelangen durch die hohle Achse ins Innere des Gerätes.

Nach dem Ätzen der Bauteileplatine wird diese nach *Bild 6* bestückt.

Abgleich

Zum Abgleich sind die Regler R 4 (Punktempfindlichkeit), und R 5 (Strichempfindlichkeit) auf ihren maximalen Widerstandswert zu drehen. Jetzt wird Regler R 3 so eingestellt, daß gerade keine Zeichen zu hören sind (Lautstärkeregler aufdrehen). Das Gerät hat nun seine größte Berührungsempfindlichkeit. In dieser Stellung genügt ein leichtes Berühren der Tastflächen um ein Signal auszulösen. Mit den Reglern R 4 und R 5 stellt man die Empfindlichkeit der beiden Tastflächen „auf die Finger des Operators" ein.

Die *Tabelle* nennt die benötigten Bauteile der Morsetaste. Bauteile und Bausätze liefert Christian Käferlein, Weinbergstr. 5, 6100 Darmstadt.

Tabelle. Benötigte Bauteile

2 IS SN 74123
2 IS SN 74107
1 IS SN 7474
1 IS SN 7400
1 IS SN 7402
1 IS SN 7406
1 IS TBA 325A oder LM 309 K
5 Dioden 1N914 o.ä.
1 Potentiometer 1 k lin.
2 Potentiometer 4,7 k lin.
1 Potentiometer 25 k lin. m. Schalt. 2pol. aus
1 Trimmpotentiometer 10 k lin (5 mm)
5 Widerstände 1 kΩ (0,25 W)
2 Widerstände 1,5 kΩ (0,25 W)
1 Widerstand 3,3 kΩ (0,25 W)
2 Widerstände 27 kΩ (0,25 W)
2 Kondensatoren 50 pF
1 Kondensator 1 nF
2 Kondensatoren 0,47 µF, 35 V Tantal
1 Kondensator 1 µF, 35 V Tantal
1 Elko 10 µF, 16 V
1 Elko 22 µF, 10 V
1 Elko 2200 µF, 16 V

Stück	Bezeichnung
1	Gehäuse Typ ETM-3
4	Gummifüße 12 mm ∅
4	Knöpfe 13 mm ∅
4	Mutternabdeckringe 17 mm ∅
4	Abdeckkappen 10 mm
1	Netzkabel mit Schukostecker
1	Kabelabfangschelle
1	Glimmlampe 220 V
1	Cinchbuchse
1	Telefonkapsel 200–300 Ohm
1	Platine kupferkaschiert einseitig 135 x 70 x 1,5 mm
1	Transformator220 V/12 V–0,3 A(M42)
1	Gleichrichter B80C800Si
1	Feinsicherung 20 x 5 mm 0,5 A
2	Sicherungsklemm. f. gedr. Schalt.
1	Reedrelais 6 V–35 mW (Elfein)
15	Stecklötfahnen 1,3 mm
1	Lötfahne für Schraube M3
2	Federringe 3 mm
2	Muttern M3
4	Schrauben M3 x 20 mm
33	Schrauben M3 x 12 mm
4	Schrauben M3 x 10 mm
1 m	Schaltdraht 0,3 mm

Das nachfolgend beschriebene Stromverstärkungsmeßgerät für Transistoren ermöglicht ein direktes Ablesen der Stromverstärkung von Transistoren in verschiedenen Arbeitspunkten. Es zeichnet sich durch unproblematischen Aufbau und leichte Eichung aus. Wegen der größeren Genauigkeit wurde die Anzeige in zwei Bereiche mit automatischer Umschaltung aufgeteilt.

Gerhard Ebner

Stromverstärkungs-Meßgerät

Die Schaltung

Bild 1 zeigt die Schaltung des Meßgerätes. Dem zu messenden Transistor wird über eine Konstantstromquelle ein festeingestellter Basisstrom zugeführt. Als Funktion des Basisstromes fließt in Abhängigkeit von der Stromverstärkung B ein Kollektorstrom, der an einem Meßwiderstand einen Spannungsabfall hervorruft. Dieser Spannungsabfall wird in einer IS verstärkt und mit einem Drehspulinstrument mit 10 V Vollausschlag angezeigt.

Die Festlegung der einzelnen Basisströme erfolgt über die Transistoren T 1 und T 2. Diesen Transistoren werden hierzu über Zenerdioden stabilisierte Basisspannungen zugeführt. Im Emitterkreis werden über den Basisstromumschalter die einzelnen Emitterwiderstände, die zur exakten Eichung als Trimmpotis ausgeführt sind, eingeschaltet. Die Größe des Emitterwiderstandes bestimmt den Kollektorstrom, der infolge konstanter Basisspannung ebenfalls konstant bleibt. Bei Umschaltung des Basisstromes auf den zehnfachen Wert wird der Meßwiderstand gleichzeitig auf den zehnten Teil verkleinert. Dabei ergibt sich bei gleicher Stromverstärkung am Meßwiderstand derselbe Spannungsabfall. Die Meßwiderstände sollten dabei eine Toleranz von 1 % besitzen.

Die Umschaltung des Meßbereiches erfolgt durch Verändern der IS-Verstärkung. Hierzu wird der Widerstand zwischen dem Ausgang der IS und dem invertierenden Eingang von 100 kΩ auf 20 kΩ reduziert.

Im Meßbereich I, B ≦ 100 wird die IS mit einer Verstärkung von 100 betrieben. Bei höheren Stromverstärkungen übersteigt die Spannung am Ausgang den Wert 10 V; dadurch schaltet der Schmitt-Trigger (*Bild 2*), die Leuchtdiode D 1 leuchtet und der Fotowiderstand wird niederohmig. Die Verstärkung wird dadurch auf 20 reduziert. Der Meßbereich II liegt in den Grenzen $100 < B < 500$. Die bistabile Kippstufe wurde so dimensioniert, daß erst bei Unterschreiten einer Ausgangsspannung von 2 V bzw. B = 100 der Meßbereich wieder zurückgeschaltet wird.

Eichen des Geräts

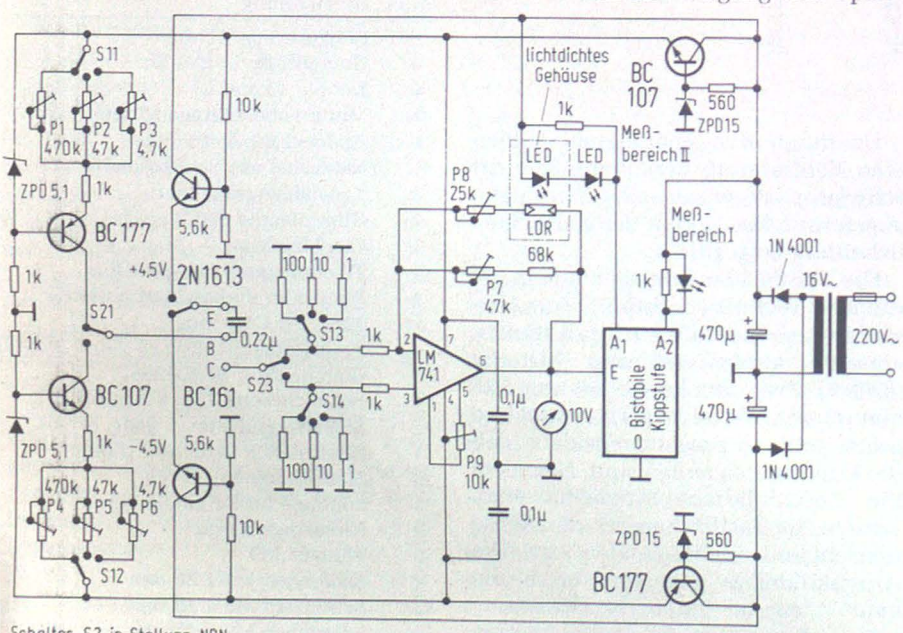
Zum Einstellen der Basisströme wird in die Prüfanschlüsse Emitter und Basis ein Amperemeter eingeschaltet. Die Trimmer P 1, P 2 und P 3 werden in Stellung NPN und die Regler P 4; P 5 und P 6 in Stellung PNP auf die Basisströme 10 µA, 100 µA und 1 mA abgeglichen.

Dann muß die Offsetspannung der IS kompensiert werden. Mit dem Regler P 9 stellt man am Ausgang eine Spannung von 0 V ein. Hierzu kann unserem Anzeigeinstrument auch ein Voltmeter mit kleinerem Meßbereich parallel geschaltet werden, um einen besseren Nullabgleich durchführen zu können.

Zum Eichen des Meßverstärkers wird zunächst der Regler P 10 auf seinen größten Wert verändert, und anschließend in die Buchsen Emitter und Kollektor die Reihenschaltung aus einem 2-kΩ-Poti, einem 820-Ω-Festwiderstand und einem Amperemeter eingeschaltet. Der Basisstromumschalter steht in Stellung 10 µA und der Polaritätsumschalter in Stellung NPN. Mit dem Poti wird ein Strom von 1 mA und anschließend mit dem Regler P 7 Vollausschlag am internen Anzeigeinstrument eingestellt. Der Regler P 10 wird nun so weit zurückgedreht, bis der Meßbereich gerade umschaltet. Zur Eichung des Meßbereiches II wird ein Strom von 5 mA eingestellt und mit P 8 die Stromverstärkungs-Anzeige wieder auf Vollausschlag justiert.

Aufbau des Geräts

Das Mustergerät wurde in ein Kunststoffgehäuse eingebaut. Zum Anschluß der Meßobjekte wurden drei Transistorsockel mit unterschiedlicher Sokkelbeschaltung eingesetzt. Für Transistoren mit anderen Gehäuseformen sind Buchsen vorgesehen, wobei die Transistoren über Leitungen mit Krokodilklemmen angeschlossen werden können. Platinen wurden nicht entwikkelt, vielmehr geschah der Aufbau der Schaltung auf üblichen Lochrasterplatten. Die Anschluß-Numerierung der IS (741 bzw. TBA 221) bezieht sich auf die 8polige Gehäuseversion.



Schalter S2 in Stellung NPN;
Schalter S1 in Stellung I_B=10µA

Bild 1. Die Schaltung des Stromverstärkungs-Meßgeräts. Die Meßbereichs-Umschaltung ist hier als „black box" gezeichnet

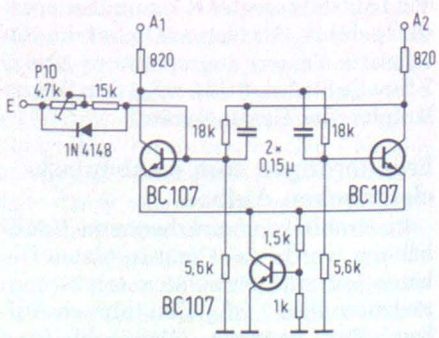


Bild 2. Schaltung des Schmitt-Triggers zur Umschaltung der beiden Meßbereiche

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Als aktuelle Neuentwicklung in der Serie der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte stellen wir nachfolgend das Mini-Digitalvoltmeter (DVM) vor. Als Einfachversion zu dem in [1] beschriebenen vollautomatischen Multimeter zeichnet sich das hier betrachtete Gerät durch unkomplizierten Aufbau und hohe Nachbausicherheit aus.

Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb 1. Teil

Die ausführliche Baubeschreibung wurde durch detaillierte Hinweise für die Inbetriebnahme und Fehlersuche erweitert, so daß damit auch der weniger erfahrene Hobby-Elektroniker die Gelegenheit hat, sein Heimlabor durch dieses leistungsfähige und preiswerte Meßgerät zu erweitern. Der Fachhandel bietet hierzu wiederum einen kompletten Bausatz an.

Schaltungskonzeption

Oberstes Ziel bei der Schaltungsauslegung war es, ein sehr einfach aufgebautes Gerät zu schaffen, dessen Nachbau auch dem weniger erfahrenen Hobby-Elektroniker keine Schwierigkeiten bereitet; dies sollte natürlich nicht auf Kosten der Leistungsfähigkeit gehen. Gleichzeitig mußte bei den verwendeten Spezialbauteilen auf Preiswürdigkeit geachtet werden, um den Etat des Amateurs nicht zu strapazieren. Die vorliegende Schaltung vereint all diese Gesichtspunkte und bietet ein hochgenaues, langzeitstabiles und robustes Digitalvoltmeter an, das durch den selbsttätigen Nullpunktabgleich und die automatische Polaritätsanzeige selbst Industriegeräten in nichts nachsteht (*Bild 1*).

Die technischen Daten führt die *Tabelle* auf. Hoher Eingangswiderstand, Überlaufanzeige und die Möglichkeit des Batterie- und Netzbetriebes runden die Vielseitigkeit dieses Kompaktgerätes ab, das durch interne Schutzmaßnahmen im Betrieb nahezu zerstörungssicher ist. Zur Eichung des Gerätes ist nur ein einziges Potentiometer abzugleichen, und trotz automatischer Polaritätsanzeige kommt die Schaltung mit nur einer Versorgungsspannung aus.

Zur Stromversorgung sind alle denkbaren Möglichkeiten vorgesehen worden: Interne Versorgung durch Trokkenbatterien oder wiederaufladbare NiCd-Zellen oder externe Versorgung aus dem FUNKSCHAU-Mini-Netzteil [4] bzw. direkt aus dem Schukostecker des Mikro-Netzteils; auch die beiden letztgenannten Geräte bietet der Fachhandel im Rahmen der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräteserie an. Bei den Anzeigen wurde der herkömmlichen LED-Siebensegment-Version der Vorzug gegenüber Flüssigkristall-Anzeigen gegeben; für diese Wahl spricht schon der deutlich niedrigere Preis.

Die Blockschaltung

Zentraler Bestandteil der gesamten Schaltung ist der monolithische A/D-Umsetzer ICL 7107 der amerikanischen Firma Intersil (*Bild 2*). Er ist in leistungssparender CMOS-Technologie ausgeführt und enthält sämtliche Funktionsgruppen, die zum Betrieb des Voltmeters erforderlich sind. Die Frequenz des internen Taktoszillators wird durch die Beschaltung mit einem RC-Glied eingestellt. Langzeitstabilität und genauer Wert dieser Taktfrequenz sind für die Funktion der Schaltung unerheblich. Dennoch ergibt sich bei geeigneter Wahl dieser Frequenz der Vorteil der Brummunterdrückung; das bedeutet, daß Einstreuungen der Netzfrequenz ohne Einfluß auf das Meßergebnis bleiben, solange die Integrationszeit ein ganzzahliges Vielfaches der 50-Hz-Periodendauer ist. Der nachfolgende Abschnitt geht detailliert auf diese Zusammenhänge ein.

Auch die Referenzspannungserzeugung übernimmt der Steuerbaustein 7107 selbst. Dafür sorgt eine eingebaute, temperaturkompensierte Z-Diode, die der Schaltung eine recht gute Temperaturstabilität verleiht. Es ist eine Besonderheit dieses Bausteins, daß nur eine einzige Referenzspannung benötigt wird, obwohl die Polarität der Eingangsspannung beliebig sein kann. Dadurch werden von vornherein Gleichlaufprobleme zweier Bezugsspannungen vermieden, und der sogenannte Roll-over-Fehler, der durch das bloße Umpolen einer festen Meßspannung auftritt, sinkt unter die Wahrnehmbarkeitsgrenze. Zur Eichung des Meßgerätes genügt demzufolge der Abgleich von nur einem Potentiometer.

Tabelle der technischen Daten

Gleichspannungsmeßgerät mit fünf manuell einstellbaren Bereichen

Bereichsendwerte:
0,2 V – 2,0 V – 20 V – 200 V – 2000 V
Automatischer Nullpunktabgleich mit tatsächlicher Anzeige „0000"
Automatische Polaritätswahl und -anzeige
Eingangswiderstand: größer als 10 MΩ
Temperaturdrift der verwendeten Referenzspannung: 80 ppm/°C
Meßgenauigkeit: besser als 0,1 % (Fehler des Eingangsteilers nicht gerechnet)
Stromaufnahme: 150 mA aus 5 V
Stromversorgung: Über eingebaute Mignonzellen, NiCd-Akkus, externes 6-V-Netzgerät oder direkt aus dem Netzstecker des Mikronetzteils

◄ Bild 1. Das FUNKSCHAU-Mini-DVM ist ein handliches Digitalvoltmeter mit automatischer Polaritätswahl und Überlaufanzeige

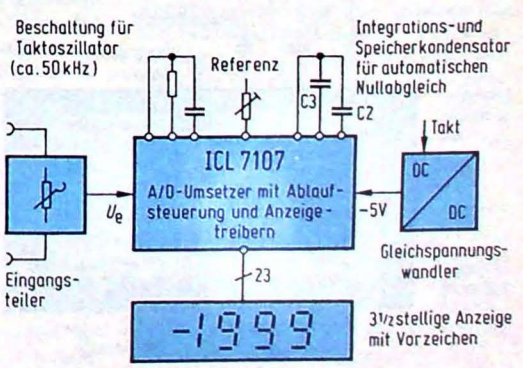


Bild 2. ► Blockschaltung des Gerätes

Der Eingangsteiler stuft die zu messende Spannung in fünf Bereiche. Im empfindlichsten Bereich wird bei einer Eingangsspannung von 200 mV die Meßbereichsgrenze erreicht, und mit den vier darüber liegenden dekadischen Teilerstufen beträgt der größte Meßbereich 2000 V. Die Anzeige ist $3\,^1/_2$stellig aufgebaut, d. h. das höchstwertige Digit kann nur eine „0" oder „1" anzeigen. Bei dieser Anordnung liegen die Meßwerte zahlenmäßig immer im Bereich 199...1999; bei größeren oder kleineren Werten kann auf den nächsthöheren bzw. niedrigeren Meßbereich umgeschaltet werden. Durch die hohe Auflösung der Schaltung lassen sich Gleichspannungen vom Millivolt- bis in den Kilovoltbereich erfassen. Zur Kennzeichnung des gewählten Meßbereichs dienen fünf Dezimalpunkte, die den vier Anzeigestellen zugeordnet sind. Das Meßergebnis erscheint in jedem Fall in „Volt"; im 200-mV-Bereich leuchtet dabei der Dezimalpunkt links neben der höchstwertigen Stelle, und im 2000-V-Bereich ist der Punkt rechts neben der niedrigstwertigen Stelle aktiv. Dadurch entfällt eine aufwendige Bereichsanzeige, und auch der mechanische Teil kann einfach gehalten werden.

Die negative Polaritätsanzeige übernehmen zwei Leuchtdioden, die ein Minuszeichen symbolisieren.

Um den Anschluß von Meßspannungen beliebiger Polarität zu ermöglichen, ist für den internen Analogteil des Steuerbausteins eine negative Versorgungsspannung erforderlich; da diese Spannung nur geringfügig belastet wird, kann sie mit einem einfach aufgebauten Gleichspannungswandler erzeugt werden, der vom Signal des Taktoszillators angesteuert wird.

Der Steuerbaustein ICL 7107

Der Chip des CMOS-Steuerbausteins enthält die drei Funktionsgruppen Analogteil, Ablaufsteuerung und Anzeigentreiber (*Bild 3*). Der Analogteil übernimmt die Aufgabe, eine zur Meßspannung proportionale Torzeit zu erzeugen, während der die digitalen Impulse gezählt werden, um als Meßergebnis in der Anzeige zu erscheinen. Das Zählen und Auslösen der erforderlichen Steuerimpulse übernimmt die Ablaufsteuerung (Digitalteil), zu der auch der Taktoszillator zur Erzeugung der Taktfrequenz gehört. Die Anzeigentreiber schließlich liefern direkt den zur Ansteuerung von LED-Anzeigen erforderlichen Strom.

Digitalteil und Umsetzverfahren

Aufgrund der internen Struktur ergibt sich beim Taktoszillator folgender Zusammenhang zwischen RC-Beschaltung und Oszillatorfrequenz:

$$f_{osz} = \frac{0.45}{R \cdot C} \qquad (1)$$

Die durch Vier geteilte Taktfrequenz wird während der vom Analogteil generierten Torzeit von den internen Dekadenzählern hochgezählt. Für den vollen Meßbereich sind dafür 2000 Zählimpulse bzw. 8000 Taktimpulse τ_{osz} erforderlich, und diese Zeit soll wegen der eingangs erwähnten Brummunterdrückung ein ganzzahliges Vielfaches n der 50-Hz-Periodendauer von 20 ms sein:

$$8000 \cdot \tau_{osz} = n \cdot 20\ \text{ms} \qquad (2)$$
$$\text{mit } n = 1, 2, 3...$$

Berücksichtigt man weiter, daß der externe Widerstand R nach Herstellerangaben in der Größenordnung von 100 kΩ liegen soll, ergibt sich für den externen Kondensator folgende Beziehung:

$$C = \frac{0{,}45 \cdot n \cdot 20\ \text{ms}}{8000 \cdot 100\ \text{k}\Omega} \qquad (3)$$

Diese Gleichung lautet als „zugeschnittene Größengleichung":

$$C = 11{,}25 \cdot n\ [\text{pF}] \qquad (4)$$

Der Kondensator erscheint hier in pF, und für n wird eine ganze Zahl eingesetzt. Solange diese Beziehung in der Praxis erfüllt ist, bleiben 50-Hz-Wechselspannungseinstreuungen ohne Einfluß auf das Meßergebnis, weil sie wegen der ganzen Anzahl erfaßter Perioden bei der Integration „herausfallen".

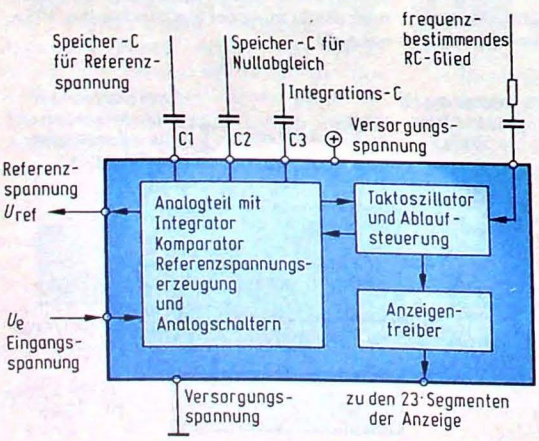
Die Schaltung arbeitet wohlgemerkt auch dann, wenn man den hier abgeleiteten Zusammenhang nicht berücksichtigt; nur ist dann natürlich nicht die Eliminierung von Brummeinstreuungen gegeben. Der mögliche Bereich für den Kondensator wird nach unten durch die Grenzfrequenz des Oszillators und nach oben durch die Mindest-Umsetzrate bei der A/D-Wandlung bestimmt; es ergibt sich zwischen beiden ein guter Kompromiß, wenn C in der Größenordnung von 100 pF liegt.

Die Ablaufsteuerung teilt den gesamten Meßzyklus in drei Phasen ein:
Phase 1: Aufintegration der Meßspannung (feste Zeit vorgegeben);
Phase 2: Abintegration des Spannungs-/Zeit-Integrals aus Phase 1 (Referenzspannung vorgegeben);
Phase 3: automatischer Nullpunktabgleich.

Die Phase 1 dauert, vorgegeben durch die interne Ablaufsteuerung, genau 1000 Zählimpulse; während dieser Zeit wird die an den Integratoreingängen anliegende Meßspannung U_x integriert. Durch die hohe Linearität des Integrators darf dessen Ausgangsspannung bis auf 0,3 V an die Versorgungsspannung herankommen, ohne daß Einbußen an Genauigkeit auftreten. Dennoch sollte aus Sicherheitsgründen ein größerer Abstand eingehalten werden, um die einwandfreie Funktion auch noch bei entladenen Batterien zu gewährleisten. Wenn, beginnend mit entladenem Kondensator, an einem Integrator (*Bild 4*) eine Gleichspannung U_x anliegt, stellt sich an dessen Ausgang eine zeitabhängige Spannung $u_{a(t)}$ ein, für die gilt:

$$u_{a(+)} = -\frac{t}{R \cdot C} \cdot U_X = \frac{4000 \cdot \tau_{osz}}{R \cdot C} \cdot U_x \qquad (5)$$

Läßt man für $u_{a(t)}$ einen Spannungshub von maximal ±2 V zu, so ergibt sich bei einer angenommenen Taktfrequenz f_{osz} von 50 kHz folgender Wert für die Integrationszeitkonstante R · C



◄ Bild 3: Aufbau und prinzipielle Beschaltung der IS 7107

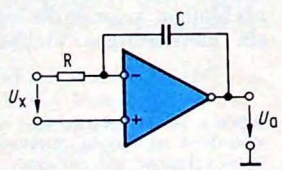


Bild 4. Prinzipschaltung eines Integrators

$$T = 4000 \cdot \tau_{osz} \cdot \frac{U_x}{u_{a(t)}}$$

$$T = \frac{4 \cdot 10^3}{5 \cdot 10^4} \cdot \frac{0{,}2\ V}{2{,}0\ V} \cdot \frac{1}{Hz}$$

$$T = 8\ ms = R \cdot C_3 \qquad (6)$$

Mit dem vom Hersteller empfohlenen Wert von 47 kΩ für R ergibt sich für C_3 rechnerisch folgende Größe:

$$C_3 = \frac{8\ ms}{47\ k\Omega} = 170\ nF \qquad (7)$$

In der Praxis wird dafür 220 nF eingesetzt.

Während der Phase 2 wird der Integrationskondensator C_3 dadurch entladen, daß an den Integrator eine Referenzspannung U_{ref} gelegt wird, deren Polarität umgekehrt zur Meßspannung ist. Diese Abintegration bis zum Wert $U_a = 0$ nimmt die variable Zeit t_x in Anspruch, die um so länger dauert, je höher die Integrationsspannung gewesen ist. Während t_x wird der Kondensator C_3 mittels U_{ref} vom Wert $u_{a(t)}$ auf Null entladen, was betragsmäßig dasselbe ist wie der umgekehrte Aufladevorgang:

$$u_{a(t)} = \frac{t_x}{R \cdot C} \cdot U_{ref} \qquad (8)$$

Das Gleichsetzen der Gleichungen (5) und (8) führt zu der Beziehung:

$$\frac{t_x}{t} = \frac{U_x}{U_{ref}} \qquad (9)$$

Beide Zeiten t_x und t werden durch Zählimpulse dargestellt; für t_x ergeben sich x Impulse, während t = 1000 Impulse lang ist, wie oben erwähnt wurde. Damit ist der Zusammenhang zwischen Meßspannung U_x, Referenzspannung U_{ref} und Anzeigewert x hergestellt:

$$\frac{t_x}{t} = \frac{x}{1000} = \frac{U_x}{U_{ref}} \qquad (10)$$

Stellt man eine Referenzspannung von $U_{ref} = 0{,}1$ V ein, entsteht folgende Beziehung zwischen Digitalanzeige x und Analogspannung U_x:

$$x = \frac{1000}{0{,}1\ V} \cdot U_x = 10\,000 \cdot U_x \qquad (11)$$

Bei diesem A/D-Umsetzungsverfahrten (*dual slope integration* = Zwei-Rampen-Verfahren) ergibt sich also ein linearer Zusammenhang zwischen dem digitalen Zählerstand x und der Eingangsspannung U_x. Die Taktfrequenz selbst geht hierbei nicht ein, solange sie für Auf- und Abintegration gleich ist, also zumindest kurzzeitstabil bleibt. Dies ist der Grund dafür, daß man als frequenzbestimmende Bauteile des Taktoszillators ein einfaches RC-Glied einsetzen kann. Eine weitere Randbedingung ist bei diesem Verfahren wichtig: Die Auf- und Abintegration muß nicht unbedingt vom Absolutwert null Volt ausgehen bzw. dorthin zurückführen; der zur Detektion dieses Schwellwertes eingesetzte Komparator kann ohne weiteres einen Offsetfehler aufweisen, sofern dieser bei der ansteigenden und fallenden Flanke denselben Wert hat. Damit ist sichergestellt, daß Auf- und Abintegration über denselben Spannungsbereich erfolgen, was die Voraussetzung für das Gleichsetzen der Gleichungen (5) und (8) war. Das Dual-slope-Verfahren führt folglich zu einer sehr genauen Analog/Digital-Umsetzung, obwohl die dabei verwendeten Bauteile keine hohen Ansprüche erfüllen müssen.

Während der dritten Phase des Meßzyklus' schließt die interne Ablaufsteuerung den Integrator-Meßeingang kurz und gibt eine solche Vorspannung an den invertierenden Integrator-Eingang, daß eine Torzeit nahe Null erzeugt wird (im Idealfall gleich Null) und der Digitalteil die Anzeige „0000" liefert. Diese Vorspannung wird im Speicherkondensator für die Dauer des laufenden Zyklus' gehalten, ehe sie im folgenden Meßzyklus nachgeführt wird, wenn dies erforderlich ist. Durch den außerordentlich hohen Eingangswiderstand der internen Operationsverstärker können bereits sehr kleine Kondensatoren die Spannung halten, ohne daß Leckströme der Halbleiter eine Entladung verursachen; wesentlich kritischer sind hierbei die dielektrischen Verluste, die die Kondensatoren selbst in Form von Leckströmen hervorrufen.

Analogteil

Der Analogteil enthält neben dem Integrator mit nachfolgendem Komparator noch insgesamt elf Analogschalter und die Referenzspannungserzeugung. Integrator und Komparator übernehmen die Torzeiterzeugung für das Meßintervall, wie es im vorigen Abschnitt bereits beschrieben wurde; weitergehende Darstellungen zu diesem Meßprinzip sind beispielsweise in [5] zu finden. Die Analogschalter sind hochisolierende Feldeffekttransistoren, bei denen es im eingeschalteten Zustand nicht primär auf niedrigen Durchlaßwiderstand, sondern auf gute Übereinstimmung der einzelnen Schalter ankommt. Diese Anforderung ist durch die gleichzeitige Herstellung beim Diffusionsvorgang automatisch erfüllt, und wegen der monolithischen Struktur sind viele Probleme der Leitungsführung von vornherein ausgeschaltet.

Der Baustein erzeugt intern eine Referenzspannung, von der man die zur Abintegration benötigte Vergleichsspannung ableiten kann. Das Referenzelement besteht aus der Reihenschaltung einer 6,2-V-Z-Diode mit einer Siliziumdiode, die beide von einem eingeprägten Strom durchflossen werden (*Bild 5*). Ein Teilernetzwerk greift von der Konstantspannung einen Wert von 2,8 V ab, gemessen gegen die positive Versorgungsspannung. Dieser Pegel steht über einen Stromtreiber am Anschlußstift 32 zur Verfügung. Der Temperaturkoeffizient dieser Spannung beträgt typisch 80 ppm/°C, was für herkömmliche Anwendungen bei weitem ausreichen dürfte. Diese Angabe besagt, daß sich die Konstantspannung um 80 ppm (ppm = *parts per million* ≙ 10^{-6}) ändert, wenn die Umgebungstemperatur um 1 °C schwankt. Bei höheren Genauigkeitsanforderungen muß man eine entsprechende externe Referenz vorsehen.

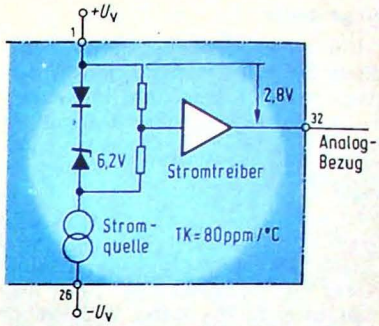


Bild 5. Interne Erzeugung einer Referenzspannung von 2,8 V

Stromtreiber

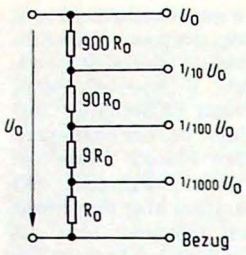
Die Stromtreiber zur Ansteuerung der LED-Siebensegment-Anzeigen können direkt 8 mA pro Segment treiben, ohne daß ein Vorwiderstand in den einzelnen Zweigen liegen muß. Die Anzeigen werden statisch angesteuert und nicht im Multiplexbetrieb. Das wirkt sich ungünstig auf die entstehende Verlustleistung aus und erfordert eine wesentlich höhere Anzahl von Verbindungsleitungen zu den Anzeigeelementen. Dies hat seinen Grund darin, daß es für den Baustein ICL 7107 einen äquivalenten zur Ansteuerung von Flüssigkristallanzeigen gibt; diese können nicht im Multiplex-Verfahren betrieben werden, und man hat herstellerseitig für beide Bausteine dieselbe interne Struktur beibehalten.

Schaltungsdetails

Die Gesamtschaltung des Gerätes zeigt *Bild 6*; verschiedene Details daraus sollen nachfolgend noch näher betrachtet werden, weil durch deren Konzeption der Aufbau und in entscheidendem Maße der Preis beeinflußt werden.

Eingangsteiler

Um einen Spannungsteiler dekadisch zu stufen, müssen die Widerstandswerte in dem Verhältnis zueinander stehen, wie es *Bild 7* angibt. In zahlreichen Labor- und Industrieschaltungen findet man für den Fußwiderstand R_o = 1 kΩ (bzw. 10 kΩ) eingesetzt, und die übrigen Werte sind dann teuere Spezialanfertigungen, weil „glatte" Neunerwertigkeiten in keiner Normreihe enthalten sind. Setzt man stattdessen für die oberen Widerstände Werte mit glatten Zehnerpotenzen ein, läßt sich R_o durch die Parallelschaltung zweier Standardwerte nachbilden. Nach diesem Schema ist der Eingangsteiler ausgelegt worden, was sich in einem deutlichen Preisvorteil niederschlägt.



◄ Bild 7. Widerstandsverhältnisse an einem dekadischen Spannungsteiler

Spannungswandler

Um den Einsatz einer zweiten Versorgungsspannung zu vermeiden, wurde ein Gleichspannungswandler vorgesehen (*Bild 8*); außer einer Standard-IS 4049 werden dazu nur noch vier passive Bauelemente benötigt, da der Takt zur Ansteuerung vom zentralen Baustein 7107 bezogen wird. Die sechs Gatter der IS sind untereinander derart miteinander verbunden, daß ein Gatter die fünf übrigen, parallelgeschalteten treibt; durch die Parallelschaltung erhöht sich der bereitgestellte Strom.

Am Punkt P tritt das Rechtecksignal der ansteuernden Taktfrequenz auf, das über C_1 gleichspannungsmäßig abgetrennt und den beiden Dioden zugeführt wird. Während der positiven Spannungsspitzen leitet D 2 und begrenzt den maximal möglichen Spannungspegel in positiver Richtung auf etwa 0,5 V (gemessen vom Punkt 0 gegen Masse). Während der negativen Impulsspitzen leitet D 1, und über diese Diode lädt sich der Glättungselko C2 negativ auf. Die in bezug auf Masse negative Ausgangsspannung U_a ist um den Betrag der Diodendurchlaßspannung kleiner als der Spannungshub am Punkt P. Für einfache Anwendungsfälle, in denen es nicht auf hohe Konstanz und guten Wirkungsgrad ankommt, läßt sich eine Spannungsumsetzung nach dem angegebenen Schema sehr einfach und problemlos durchführen.

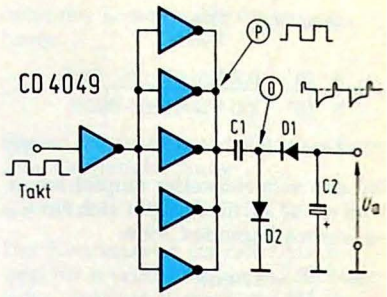


Bild 8. Aufbau eines Gleichspannungswandlers mit einer CMOS-IS

(Schluß folgt)

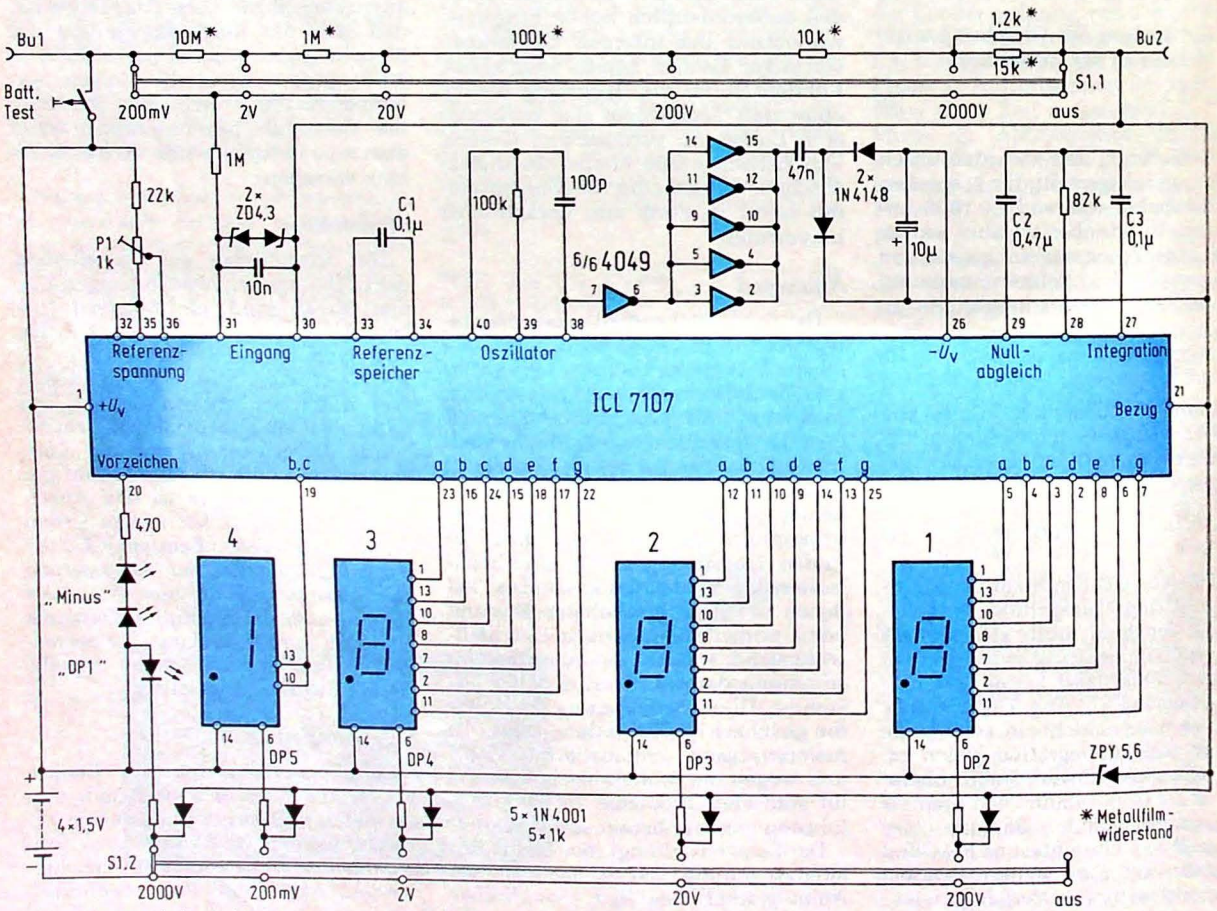


Bild 6. Gesamtschaltung des Gerätes

Joachim Kölbl

Reedkontakt-Sicherung

Zweck der hier beschriebenen Sicherung ist es, einen brauchbaren Kompromiß zwischen herkömmlichen Schmelzsicherungen und rein elektronischen Lösungen darzustellen. Ein besonderer Vorteil gegenüber letzteren ist die Möglichkeit, die Reedkontakt-Sicherung für Wechselstrom zu verwenden.

Prinzip der Sicherung

Der Hauptbestandteil der vorliegenden Schaltung ist ein Reedkontakt, ein Schalter also, der durch Einwirken eines Magnetfeldes schließt. Der Laststrom fließt durch eine Spule, die ein dem Strom proportionales Magnetfeld erzeugt. Die Spule ist um den Reedkontakt gewickelt, der folglich bei einer bestimmten Stromstärke – je nach Bauart der Spule – anspricht. Sein Schalten löst über ein Relais das Unterbrechen des Stromkreises aus. Die resultierende Schaltung (*Bild 1*) ist somit höchst einfach.

Im Ruhezustand gelangt die Betriebsspannung vom Eingang E über L und den geschlossenen Relaiskontakt zum Ausgang. Der 100-µF-Kondensator dient zur Stromversorgung des Relais während dessen Umschaltzeit und wird über R, der nach dem Umschalten die Sollbetriebsspannung des Relais herstellt, aufgeladen.

Zieht beim Auslösen der Sicherung das Relais an, wird der Eingang vom Ausgang getrennt; dieser Zustand bleibt erhalten, weil das Relais über den Umschalter seine Betriebsspannung direkt vom Eingang erhält. Zur eindeutigen Anzeige dieser Stellung ist ein Lämpchen vorgesehen, das aber auch weggelassen werden kann.

Den Normalzustand kann man entweder durch Betätigen des Aus-Tasters Ta herstellen oder – falls solcher nicht vorhanden – durch kurzes Ausschalten des Gerätes, in dem sich die Sicherung befindet.

Berechnung von R

Bei Verwendung eines beliebigen Relais lautet die Formel:

$$R = \frac{(U_e - U_{rel}) \cdot R_{rel}}{U_{rel}}$$

(U_e = Eingangsspannung; U_{rel} = Betriebsspannung des Relais; R_{rel} = Spulenwiderstand des Relais)

Bei Verwendung des im folgenden vorgeschlagenen (Print-)Relais vereinfacht sich die Rechnung:

$R = 7{,}5 \cdot U_e - 45$

Reed-Relais selbstgebaut

Weil Reedkontakte im allgemeinen sehr große Exemplarstreuungen hinsichtlich ihrer Empfindlichkeit auf Magnetfelder aufweisen, kann man kaum genaue Angaben für die Spule machen, umso mehr, als die Möglichkeit bleiben soll, jeden (billigen) Reedkontakt verwenden zu können. Die Abschaltstromstärke wird also sowohl von der Windungszahl als auch durch die Bauart des Reedkontaktes bestimmt. Zur Ermittlung der notwendigen Windungszahl hat sich folgendes Verfahren bewährt: Man baut die gesamte Schaltung wie angegeben zunächst auf, und bewickelt den Glaskörper eng mit Kupferlack- oder Schaltdraht (*Bild 2*). Dann

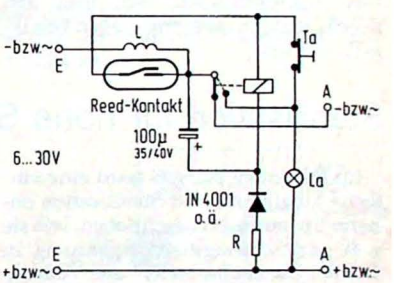


Bild 1. Schaltplan der Reedkontakt-Sicherung

schließt man die Sicherung, nachdem man den bewickelten Kontakt eingelötet hat, an ein Netzteil mit einstellbarer Ausgangsspannung an. Den Ausgang der Sicherung schließt man mit einem Amperemeter ab und regelt die Spannung am Eingang langsam hoch, bis die Sicherung auslöst. Mit dem so gefundenen Stromwert kann man leicht die benötigte Windungszahl berechnen, da ja der Strom der Windungszahl indirekt proportional ist.

Der Aufbau ist unproblematisch, lediglich der Draht, mit dem man den

Tabelle: Verwendbare Relais

Alle nachstehend aufgeführten Relais sind bei der Fa. Dr. H. Bürklin, 8000 München 2, Schillerstr. 40, erhältlich; die Bestellnummern sind jeweils in Klammern angegeben.

Relais:
Printrelais Typ Schrack RU 110 006
(Best.-Nr.: 30 G 670) oder
Kartenrelais Typ Siemens NV 23012-A0101-A 001
(Best.-Nr.: 30 G 700)

Reedschalter:
Hamlin DRR-2 (Best.-Nr.: 30 G 214) oder
Hamlin MSRR-2 (Best.-Nr.: 30 G 206)

Es können selbstverständlich auch andere, ähnliche Relais und Reedkontakte verwendet werden.

Frontplattenbeschriftung durch Fotoverfahren

Für Besitzer einer Dunkelkammer gibt es eine einfache und saubere Methode zur Frontplattenbeschriftung. Es ist meist sehr schwierig, Kreisskalen, Skalen, Beschriftung etc. direkt auf die Gehäusefrontplatte aufzubringen. Um diese Schwierigkeiten zu umgehen, werden Skalen, Beschriftungen etc. mit Aufreibesymbolen (im Fachhandel erhältlich) oder mit Schablonen und Tuschefüllern paßgenau auf ein Blatt Transparentpapier aufgerieben bzw. aufgezeichnet. Genaues Arbeiten ist natürlich Voraussetzung für das Zusammenpassen der Gehäusefrontplatte mit den Bohrungen etc. und der später aufzuklebenden Frontplatte.

Das nun vorliegende „Layout" wird dann in der Dunkelkammer auf ein entsprechend großes Blatt Fotopapier mit der Gradation hart oder auch extra hart gelegt, mit einer Glasplatte beschwert und anschließend mit dem Vergrößerungsgerät 4...6 s (Anhaltswert) belichtet. Entwicklung und Fixierung erfolgen wie gewöhnlich. Nach dem Trocknen wird die Oberfläche des Fotopapiers zum Schutz mit Plastikspray übersprüht. Verwendet man Fotopapier mit matter Oberfläche, so erhält man eine schwach glänzende Oberfläche. Zuletzt wird die so entstandene Frontplatte paßgenau auf die Gehäusevorderseite geklebt. Um ein Lösen an den Ecken zu vermeiden, ist es sinnvoll, das Fotopapier etwas größer zu belassen, um es dann um die Ecken herumzukleben.

Das Ergebnis ist ein professionell aussehendes Gerät mit weißer Beschriftung auf schwarzem Grund. Wer es ganz exakt haben will, kann die weiße Schrift in einem Tönungsbad auch silbern einfärben.

Ing. (grad.) Richard Kurzhals

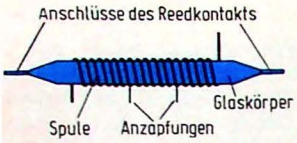


Bild 2. Aufbau der Spule für den Reedkontakt

Reedschalter umwickelt, sollte dem durchfließenden Strom angemessen sein. Die *Tabelle* nennt die benötigten Teile.

Um den Auslösestrom verändern zu können, verwendet man am besten Anzapfungen, deren Lage ebenfalls nach dem Grundsatz „Die Abschalt-Stromstärke ist der Windungszahl umgekehrt proportional" gefunden werden kann. Die Anzapfungen schaltet man mit einem Stufenschalter um; bei sehr kleinen Auslöseströmen wird man den Reedkontakt in mehreren Lagen bewikkeln müssen.

Tabelle 1. Geeignete Transistoren

Typ	2N3020	2N3442	BUY28	BU108	BU126	BU130
U_{ce}	140 V	160 V	420 V	1500 V	750 V	330 V
I_c	1 A	10 A	10 A	5 A	3 A	10 A
U_{eb}	7 V	7 V	25 V	7 V	6 V	5 V

Tabelle 2. Dimensionierung von R 2

Eingangsspannung	410 V	340 V	230 V	200 V
Ausgangsspannung	370 V	310 V	215 V	155 V
Widerstand R 2	390 kΩ	330 kΩ	220 kΩ	150 kΩ

Stabilisation für hohe Spannungen

Im folgenden Aufsatz wird eine einfache Möglichkeit zur Stabilisation höherer Spannungen beschrieben, wie sie z. B. als Schirmgittervorspannung in Röhren-Endstufen oder als Ablenkspannungen benötigt werden. Netzspannungsschwankungen werden etwa um den Faktor 100 ausgeregelt.

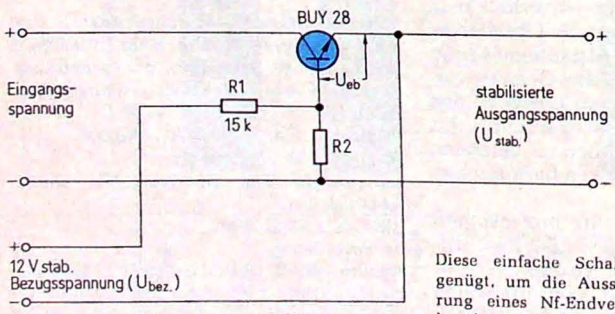
Die Voraussetzung einer Hochspannungs-Stabilisation nach dieser Methode ist das Vorhandensein einer gut stabilisierten Bezugsspannung zwischen etwa 6 V und 24 V; als Transistoren müssen Typen verwendet werden, deren zulässige Kollektor-Emitter-Spannung größer als die maximal zu erwartende Differenz zwischen Eingangs- und Ausgangsspannung ist. *Tabelle 1* zeigt, welche Transistoren in Frage kommen.

Wie im *Bild* zu erkennen ist, dient der Transistor als Längsregler, dem über einen Widerstand (R 1, hier 15 kΩ) eine Bezugsspannung an der Basis zugeführt wird. Über den Widerstand R 2 ist die Basis mit dem negativen Pol der Eingangsspannung verbunden. Das Teilerverhältnis R 2/R 1 bestimmt als wesentlichster Faktor zusammen mit dem Wert der Bezugsspannung die stabilisierte Ausgangsspannung:

$$U_{stab} = U_{eb}\left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) - U_{bez}\frac{R_2}{R_1}$$

Tabelle 2 zeigt einige Dimensionierungsbeispiele für den Fall, daß R 1 = 15 kΩ bleibt und die Bezugsspannung 12 V ist. Die Verlustleistung, die der Transistor verkraften muß, ergibt sich aus dem Produkt von maximal zu erwartendem Ausgangsstrom und der Differenz zwischen Ein- und Ausgangsspannung. Zu beachten ist noch, daß die Bezugsspannung galvanisch von der Eingangsspannung getrennt zur Verfügung stehen muß; die Isolation muß hochspannungsfest sein, denn U_{bez} liegt fast auf dem gleichen Potential wie die Eingangsspannung.

Wolfgang Hamer



Schaltung der Hochspannungs-Stabilisierung. Es ist darauf zu achten, daß die Bezugsspannung potentialfrei zur Verfügung stehen muß

Zu erwähnen ist noch, daß die im Schaltbild angegebene maximale Arbeitsspannung der Schaltung durch die Spannungsfestigkeit der Diode und des Kondensators festgelegt wird. Durch Austausch gegen Typen für höhere Spannungen läßt sich der Arbeitsbereich erweitern.

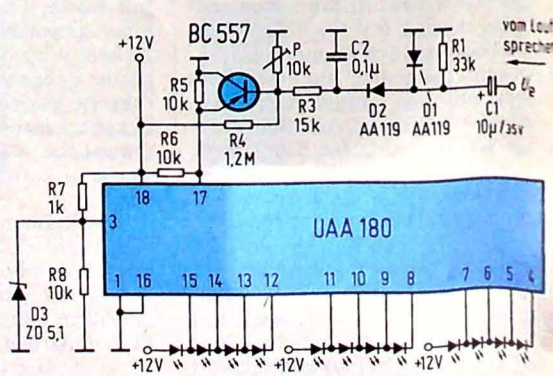
Aussteuerungsanzeige mit UAA 180

Die im *Bild* gezeigte Schaltung eignet sich zum direkten Anschluß an jeden vorhandenen Verstärker mit einer Ausgangsimpedanz von 4...8 Ω. Bei einer Verstärker-Ausgangsleistung von 20 W (z. B. TDA 2020) ergibt sich ein Anzeigeumfang von etwa 26 dB; der Skalenverlauf der LED-Zeile ist dabei nicht logarithmisch, sondern linear.

Das Signal wird zunächst von D 1 und D 2 gleichgerichtet, mit C 2 geglättet und über einen PNP-Transistor der IS UAA 180 zugeführt. Mit dem Potentiometer P wird die Schaltung so abgeglichen, daß die letzte Leuchtdiode gerade zu leuchten beginnt, wenn der Verstärker das Nf-Signal zu begrenzen anfängt. Die erste LED leuchtet grundsätzlich auch; sie dient als Funktionsanzeige, wenn kein Signal anliegt.

Die Zeitkonstante der Nf-Aussteuerungsanzeige kann durch geeignete Wahl von C2 in weiten Grenzen verändert werden.

Richard Rastetter



Diese einfache Schaltung genügt, um die Aussteuerung eines Nf-Endverstärkers linear durch eine LED-Zeile mit 12 Leuchtdioden anzuzeigen

In der Abteilung „Die nachbausichere Bauanleitung" des diesjährigen FUNK-SCHAU-Preisausschreibens erhielt der nachfolgende Beitrag den dritten Preis. Obwohl es sich dabei um ein recht ausgefallenes Thema handelt, glauben wir doch, daß – trotz allen mechanischen Aufwandes – die hier gewählte Realisation des Meßprinzips recht interessant ist.

Max Zaus

Elektronisches Variometer für Drachenflieger

Um optimale Flugleistungen zu erreichen, benützen Hochleistungs-Drachenflieger zum Nachweis von Steig- oder Sinkzustand ein Variometer. Im Handel sind verschiedene Geräte erhältlich, das Arbeitsprinzip ist jedoch immer gleich: Je nach Höhenunterschied (und damit statischem Druckunterschied) strömt Luft in oder aus einem Behälter, dem Ausgleichsgefäß. Diese Luftströmung kann entweder mechanisch (Dosen- oder Stauscheiben-Variometer) oder elektronisch gemessen werden.

Da bisher keine Baubeschreibung eines elektronischen Variometers zu finden war, wurde versucht, mit einfachen Mitteln ein zufriedenstellendes Gerät mit optischer und akustischer Anzeige zu konstruieren. Die Prinzipschaltung des elektronischen Variometers zeigt *Bild 1*. Durch eine besondere Anordnung zweier PTC-Widerstände (Kaltleiter) als Meßwertgeber wird erreicht, daß bei Druckanstieg die durch das Ausgleichsgefäß strömende Luft hauptsächlich einen der selbstgeheizten PTC-Widerstände abkühlt, bei Druckabfall den entgegengesetzt angeordneten PTC-Widerstand. Beide Widerstände sind in einer mit konstanter Spannung gespeisten Brücke angeordnet. Die auftretende Brückenspannungsänderung wird verstärkt und als Gleichspannungsänderung auf einem Instrument als Abweichung von der eingestellten Zeigermitte angezeigt.

Dieselbe Gleichspannungsänderung verursacht über einen spannungsgesteuerten Oszillator eine Frequenzänderung, die nach ausreichender Verstärkung als Tonfrequenzänderung hörbar wird. (Steigen: Tonfrequenz wird höher; Sinken: Tonfrequenz wird tiefer; konstante Höhe: Tonfrequenz bleibt gleich). Die Meßempfindlichkeit ist durch Verstärkungsumschaltung auf zwei unterschiedliche Bereiche einstellbar.

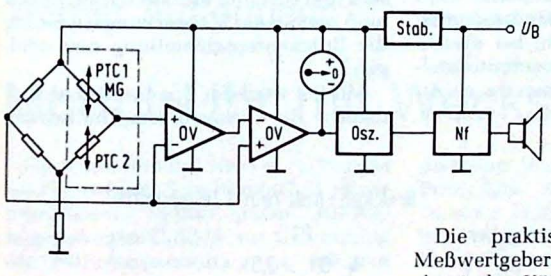


Bild 1. Blockschaltung des Variometers für Drachenflieger

Die praktische Ausführung des Meßwertgebers erfordert etwas feinmechanisches Können. Er besteht aus zwei Düsen, einem Acrylglasrohr und zwei PTC-Widerständen. Die Maße der Düsen und des Halterohres sind aus *Bild 2* zu ersehen. Als PTC-Widerstände werden Zwerglampen T 5, Osram-Miniwatt 6...7 V/30 mA, Best. Nr. 2306 mit abgetrenntem Glaskörper verwendet. Der Glühfaden hat eine recht kleine Wärmekapazität und ist aufgrund der kurzen Erholzeit als Fühler sehr gut geeignet.

Der Glaskolben der Zwerglampe muß nach *Bild 3* oberhalb der Glasperle abgetrennt werden. In einem Holzklotz wird seitlich eine so tiefe Kerbe gemacht, daß der Glaskolben nur wenig herausragt. Mit einer Nadelfeile wird der Kolben vorsichtig rundherum angefeilt, bis er abspringt. Wenn alle Teile fertiggestellt sind, erfolgt der Zusammenbau und die Justage nach *Bild 4*.

Der Abstand beider Düsenenden ist auf ca. 2,5 mm festgelegt. In dieser Distanz sind beide Lampenfäden in gleichmäßigen Abstand zu bringen, also ca. 0,8 mm. Der Lampenfaden muß in der Mitte der Düsenbohrung sichtbar sein, um optimal zu wirken. Beim Zusammenbau wurde als Klebemittel ein dauerelastischer Dicht- und Klebstoff „omni VISC" Typ 1002 (omni Technik GmbH, Triebstraße 9, 8000 München 50) verwendet. Durch seine etwas längere Trockenzeit ist eine Nachjustage möglich. Der Kleber bleibt durchsichtig. Dünn im Plexihalterohr aufgetragen, macht er auch dieses glasklar, so daß der Zusammenbau erleichtert wird. Selbstverständlich ist als Hilfsmittel ein geeignetes Vergrößerungsglas oder eine Standlupe erforderlich.

Der fertiggestellte Meßwertgeber wird nun in das Ausgleichsgefäß eingebaut. Als Gefäß wurde eine Getränkedose mit 0,3 l Inhalt verwendet (Cola, Fanta o. ä.). Diese Dose wird oben so aufgeschnitten, daß noch ein 5...10 mm breiter Rand stehenbleibt. Als Deckel wird eine Epoxy- oder Pertinaxscheibe, ca. 1,5 mm stark, eingepaßt, die als Träger für den Meßwertgeber dient. Dieser Deckel wird wieder eingeklebt, auf Luftdichtigkeit, besonders bei der Anschlußdurchführung (Lötösen, Steckerstifte) ist zu achten (Bild 4).

Die fertige Dose muß noch temperaturisoliert werden, und zwar entweder mit 10 mm dickem Schaumgummi

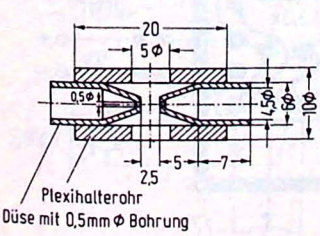
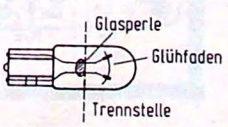


Bild 2. Maße der Düsen und des Halterohres



◄ Bild 3. Als PTC-Widerstand dient eine Lampe mit abgetrenntem Glaskolben

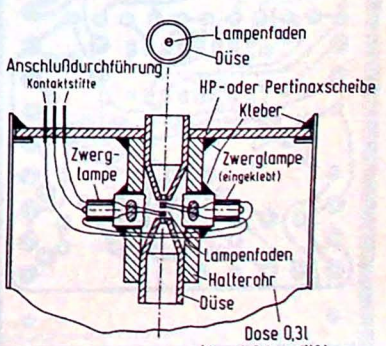


Bild 4. ► Zusammenbau der Einzelteile

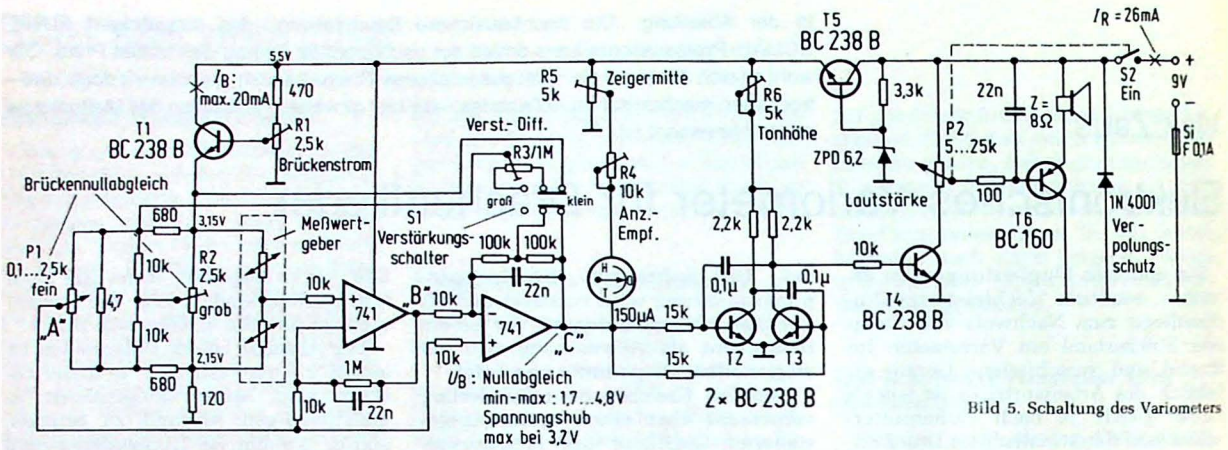


Bild 5. Schaltung des Variometers

umwickelt oder in ein ebenso starkes Styropor-Gehäuse gesteckt, das mit erhitztem Widerstandsdraht äußerlich aus einem größeren Klotz zugeschnitten und mit einer aufgeschnittenen Getränkedose ausgehöhlt wird. Der elektrische Aufbau (*Bild 5*) erfolgt auf einer Druckplatine (*Bild 6*), die Anschlüsse sind aus dem Bestückungsplan (*Bild 7*) zu ersehen. Nach Fertigstellung der Platine kann ein provisorischer Zusammenbau für eine eventuelle Fehlersuche sehr nützlich sein.

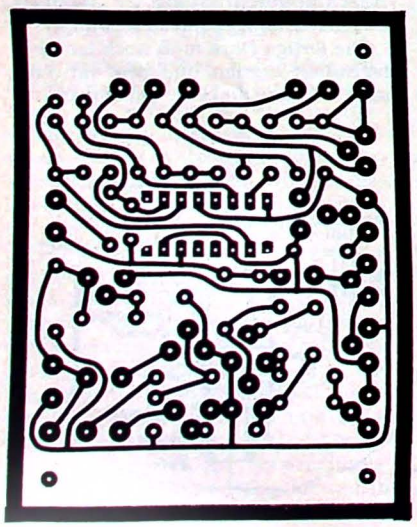
Elektrische Einstellungen

Zuerst wird mit R 1 der Brückenstrom auf 18...20 mA eingestellt. Bei einem Strom über 25 mA tritt eine dauernde Veränderung des Lampenfadens ein und macht den Meßwertgeber unbrauchbar. Mit R 2 wird die Brücke auf „Null" abgeglichen, dazu ist P 1 auf Mittelstellung und der Verstärkungsschalter auf „klein" einzustellen. Mit einem Gleichspannungsmillivoltmeter zwischen „A" und „B" bzw. „C" kann R 2 auf Spannungsnull abgeglichen werden.

Durch Verstellen von P 1 läßt sich die maximale und minimale Spannung (Spannungshub) zwischen Punkt „C" und Masse ermitteln und sollte ungefähr die angegebenen Schaltbildwerte ergeben. Der Brückennullpunkt muß etwa in der Mitte des Spannungshubes, also bei ca. 3,2 V liegen; bei diesem Wert ist mit R 5 die Zeigermittelstellung des Anzeigeinstrumentes einzustellen.

Bei der Verstärkungsumschaltung ergibt sich eine kleine Gleichspannungsverschiebung, die bei Schaltstellung „klein" mit R 3 korrigiert wird; vorher wird bei Schaltstellung „groß" die Zeigermittelstellung mit P 1 abgeglichen. Die Meßempfindlichkeit kann auch durch einen Drehregler einstellbar sein (der Schalter entfällt dann), jedoch muß nach jeder Verstärkungsänderung die Brückenfeineinstellung neu erfolgen.

Mit R 4 wird der Spannungshub und damit die Anzeigeempfindlichkeit



◄ Bild 6. Platine des Geräts

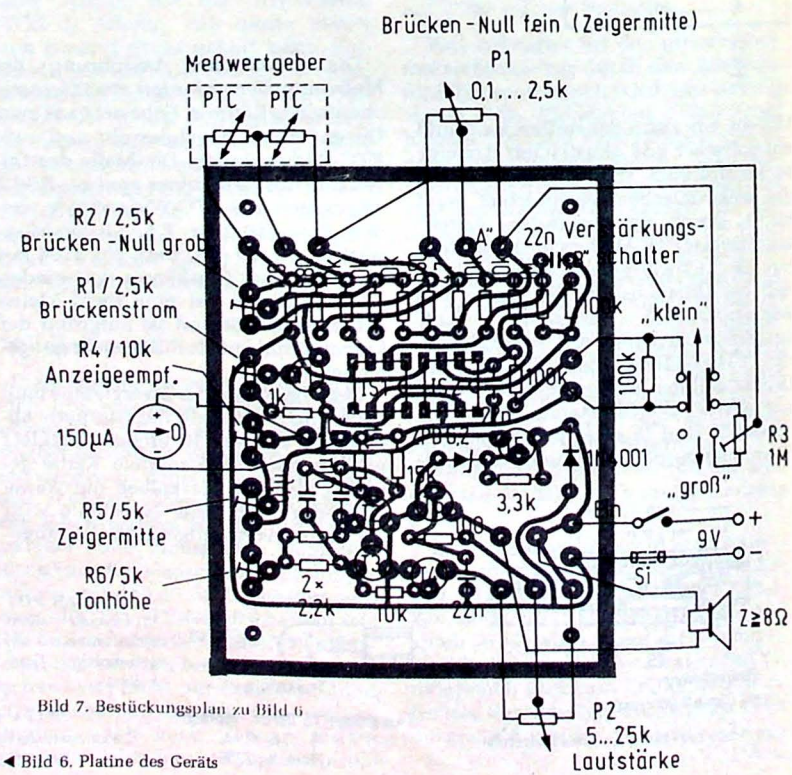


Bild 7. Bestückungsplan zu Bild 6

(evtl. Eichung auf m/s), eingestellt. Die Einstellung von R 6 ergibt die gewünschte Tonfrequenz im statischen Zustand.

Bei verkehrter Polung des Meßwertgebers (beim Hochheben sinkt die Tonfrequenz) muß nach der Umpolung die Brücke wieder neu abgeglichen werden, da die PTC-Widerstände meist nicht gleich groß sind. Die beiden Widerstände sollten vor der Montage möglichst genau ausgemessen werden, da der Brückenabgleich zur leichteren Einstellung nur in kleinen Grenzen möglich ist.

Ausgleichsgefäß, Platine, Potentiometer, Lautsprecher und Batteriehalter werden in ein Gehäuse eingebaut (Windschutz für das Ausgleichsgefäß, *Bild 8*), das nach eigenem Ermessen mit den vorhandenen Bauteilen (Instrument, Lautsprecher) gestaltet werden kann. Dabei ist zu beachten, daß der Lautsprecher akustisch zum Gehäuseinneren abgeschirmt ist, da sonst eine Rückwirkung erfolgt.

Im praktischen Betrieb muß das Gerät vor der genauen Nulleinstellung ca. zwei Minuten eingeschaltet sein, damit der Meßwertgeber genügend stabil arbeitet (Aufheizung der PTC-Widerstände). Die Spannungsversorgung geschieht mit sechs Mignon-Zellen; bei kleiner Lautstärke reicht die Lebensdauer der Batterien für viele Flugstunden.

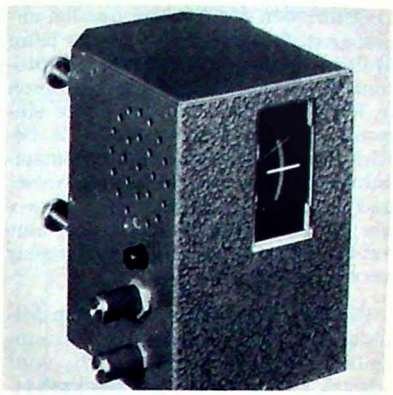


Bild 8. Das Mustergerät des Verfassers

Werner Auffermann

In der vergangenen Zeit wurden mehrere Bauanleitungen elektronischer Uhren in der FUNKSCHAU veröffentlicht. Diese Uhren waren trotz wachsender Integration aus vielen peripheren Bauteilen aufgebaut. Nun werden von National Semiconductor sogenannte Uhrenmoduln angeboten, die auf einer Printplatte eine vollständige Uhrenschaltung einschließlich Netzteil und Display enthalten. Die nachfolgende Bauanleitung beschreibt zwei verschiedene Aufbauformen.

Modul-Uhr mit Weckschaltung

Das Uhrenmodul 1002 D [1] besteht aus einem MOS-Schaltkreis (LSI), einer vierstelligen, 13 mm hohen LED-Anzeige, einigen Dioden zur Gewinnung der Betriebsspannung und wenigen diskreten Bauelementen. Die Modul-Printplatte hat die Abmessungen 76 mm x 31 mm. Die Anzeige erfolgt im 24-h-Format bei 50-Hz-Steuerung. Ein integrierter Wecker mit Schlummer- und Einschlafautomatik vervollständigen den Komfort dieses Uhrensystems.

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Moduls. Wie zu erkennen ist, werden die

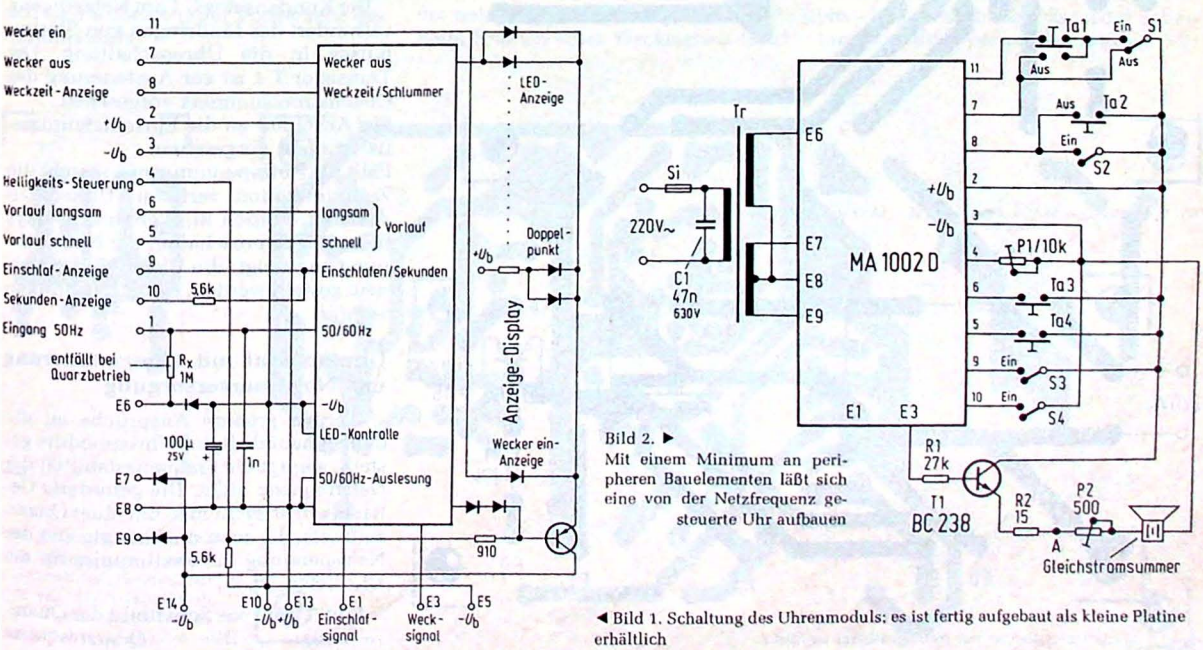


Bild 2. ▶ Mit einem Minimum an peripheren Bauelementen läßt sich eine von der Netzfrequenz gesteuerte Uhr aufbauen

◀ Bild 1. Schaltung des Uhrenmoduls; es ist fertig aufgebaut als kleine Platine erhältlich

Leuchtdioden der Anzeige parallel angesteuert. Dadurch entfallen die beim Multiplex-Betrieb vorhandenen Hf-Störungen. Die Uhr läßt sich deshalb auch in Rundfunk- und Fernsehgeräte einbauen. Eine Konstantstromquelle bewirkt eine gleichmäßige Stromaufnahme bei den verschiedenen Anzeige-Formaten. Als Zeittakt kann entweder die 50-Hz-Netzfrequenz oder eine auf 50 Hz herabgeteilte Quarzfrequenz verwendet werden.

Die Weckzeit ist für 24 Std. im Minutentakt auf jede beliebige Zeit einstellbar. Der Weckerausgang E_3 wird logisch 1, wenn einmal die Weckzeit erreicht worden ist und S1 auf „ein" steht. *Bild 2* zeigt eine Aufbauversion für Netzfrequenz-Steuerung (s. u.). Beim Ertönen des Wecksignals genügt ein kurzer Druck auf den Taster Ta 1, um das Signal für weitere 24 h zu sperren. Möchte man z. B. am Wochenende nicht geweckt werden, muß S 1 auf „aus" stehen. Wenn der Wecker eingeschaltet ist, wird dies optisch durch Aufleuchten eines roten Punktes rechts unten im Display angezeigt.

Mit dem Schalter S 2 läßt sich das Display auf Anzeige der Weckzeit umschalten. Durch Drücken der Tasten „Vorlauf schnell" (Ta 4) bzw. „Vorlauf langsam" (Ta 3) kann man nun die Weckzeit einstellen. Drückt man beide Vorlauftasten, so wird die Anzeige auf Null rückgestellt. Betätigt man Ta 2 (Schlummertaste), wird das Wecksignal für 8...10 Minuten unterbrochen. Nach Ablauf dieser Zeit ertönt erneut ein Wecksignal. Innerhalb einer Stunde ist dieser Vorgang beliebig oft wiederholbar.

Schaltet man mit S 3 die Einschlafautomatik ein, erscheint im Display die Anzahl der Minuten (beginnend mit 59), die vergehen, bis der Ausgang E1 von log. 1 auf log. 0 springt. Dazu ist ein 59-Minuten-Rückwärtszähler eingebaut. Erfolgt während des Rückwärtszählens ein Druck auf die Schlummertaste, so wird die Einschlafautomatik vorzeitig aufgehoben, d. h. Ausgang E1 wird log. 0.

Die Anzeige der Zeit erfolgt normalerweise im Stunden- und Minutenformat. Mit dem Schalter S 4 lassen sich aber auch die Sekunden im Display abrufen; dabei erfolgt die Darstellung der Zeit als Minuteneiner und Sekunden. Erfolgt nun ein Druck auf den Taster „Vorlauf langsam" stoppt die Uhr. Ein Druck auf „Vorlauf schnell" bewirkt die Rückstellung der Sekunden auf Null. Dadurch läßt sich das Modul auch als Stoppuhr verwenden.

Durch gleichzeitiges Drücken beider Vorlauf-Tasten erfolgt ein Rücksetzen auf 0 : 00 : 00, d. h. Mitternacht.

Die Helligkeit der Anzeige läßt sich durch Verstellen des Poti P1, die Lautstärke des Wecksignals mit P2 einstellen.

Eine Übersicht über die verschiedenen Anzeigeformate ist in *Tabelle 1* wiedergegeben.

Tabelle 1.
Anzeigemodus

Anzeige-art	1. Ziffer	2. Ziffer	3. Ziffer	4. Ziffer
Zeit	Std.-Zehner	Std.-Einer	Min.-Zehner	Min.-Einer
Sekunden	unter-drückt	Min.-Einer	Sek.-Zehner	Sek.-Einer
Weckzeit	Std.-Zehner	Std.-Einer	Min.-Zehner	Min.-Einer
Einschlaf-automatik	unter-drückt	unter-drückt	Min.-Zehner	Min.-Einer

Uhrenmodul mit 50-Hz-Netzfrequenzsteuerung

Wird der Betrieb mit Steuerung durch die Netzfrequenz gewünscht, so kann das Schaltbild aus Bild 2 verwendet werden. Die erforderlichen zusätzlichen Bauelemente finden auf einer kleinen Platine Platz (*Bild 3*); *Bild 4* zeigt den dazugehörigen Bestückungsplan.

Der Kondensator C 1 am Netzeingang verhindert das Eindringen von Störimpulsen in die Uhrenschaltung. Der Transistor T 1 ist zur Ansteuerung des Gleichstromsummers vorgesehen.
Ein Anschluß an die Einschlafautomatik ist nicht vorgesehen.
Fällt die Netzspannung aus, so geht die Zeitinformation verloren. Dieser Zustand wird durch Blinken des Displays beim Wiedereinschalten der Netzspannung angezeigt; die Uhr muß dann erneut gestellt werden, wobei das Blinken aufhört.

Uhrenmodul mit Quarzsteuerung und Notstromversorgung

Werden größere Ansprüche an die Ganggenauigkeit des Uhrenmoduls gestellt, genügt die Frequenzstabilität der Netzfrequenz nicht. Die geforderte Genauigkeit erreicht man mit einer Quarzzeitbasis, die auch unabhängig von der Netzspannung die Taktimpulse für die Uhr liefert [2], [3].

Bild 5 zeigt das Schaltbild der Quarzzeitbasis. Die Quarzfrequenz

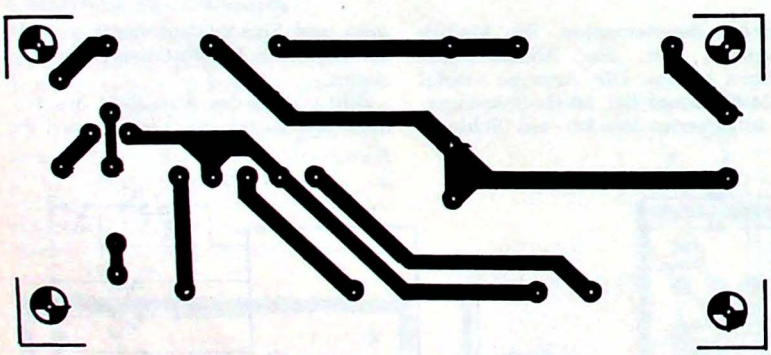


Bild 3. Platine zur Stromversorgung des Moduls bei Netzsteuerung

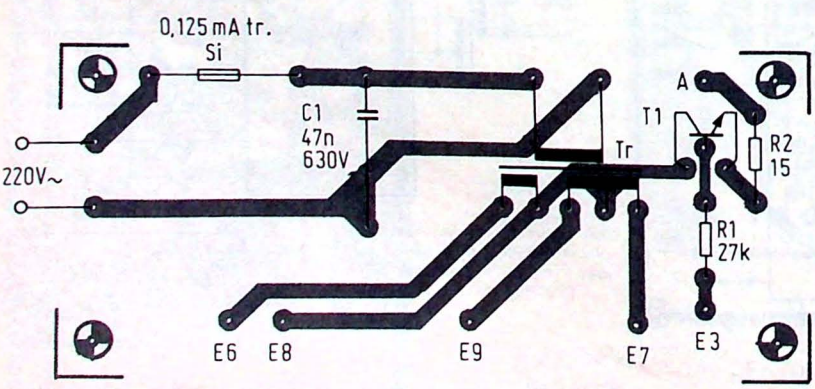
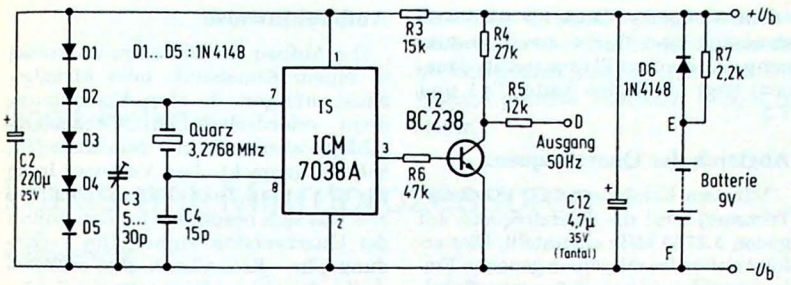


Bild 4. Bestückungsplan zu der Netzteil-Platine in Bild 3



▲ Bild 5. Mit dieser Schaltung wird die 50-Hz-Taktfrequenz für das Uhrenmodul aus einem Quarz abgeleitet

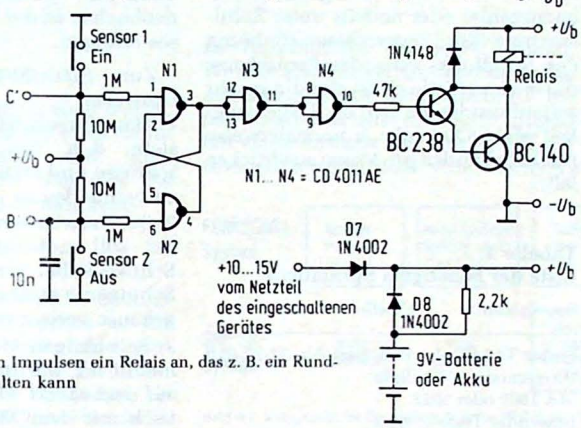


Bild 7. ▶ Diese Schaltung steuert (als Schlummer- oder Einschlafautomatik) mit den von den Impulsformern in Bild 6 gelieferten Impulsen ein Relais an, das z. B. ein Rundfunkgerät ein- oder ausschalten kann

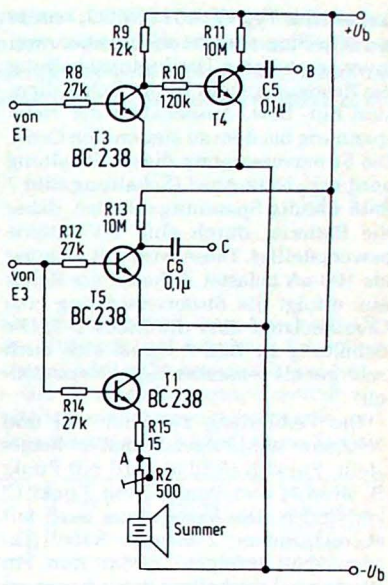


Bild 6. Schaltung zur Erzeugung der Impulse für den Steuerausgang und Ansteuerung eines Gleichspannungs-Summers

(3,2768 MHz) wird mit Hilfe einer MOS-IS in 16 Stufen auf 50 Hz heruntergeteilt. Eine Spannungsstabilisierung mit D_1...D_5 dient dabei zur Versorgung dieser IS. Die Verbindung zwischen Quarzteiler und Uhrenmodul wird über R5 an Punkt 1 der Anschlußleiste des Uhrenmoduls vorgenommen. Dabei muß der Widerstand R_x= 1 MΩ unbedingt entfernt werden; er befindet sich rechts oben auf der Vorderseite des Uhrenmoduls.

Fällt bei Betrieb mit dem Quarzteiler die Netzspannung aus, übernimmt eine 9-V-Batterie die Versorgung der Uhr. Zur Stromersparnis wird dabei die Anzeige abgeschaltet.

Während bei der Version mit Netzfrequenzsteuerung kein Gebrauch von Einschlafautomatik bzw. Weckerautomatik gemacht wurde, ist dieser Komfort hier vorhanden. In *Bild 6* ist die dafür notwendige Schaltung abgebildet. Beim Ertönen eines Wecksignals führt der Ausgang E 3 des Moduls log. 1. Der Summer wird dabei durch Transistor T 1 angesteuert. Der Transistor T 5 dient zur Invertierung dieses Signals. An Punkt C liegt daher beim Ertönen des Weckers ein L-Impuls an. Eine ähnliche Schaltung wird für die Einschlafautomatik verwendet: Der Ausgang E 1 führt beim Erreichen des Rückwärts-Zähler-Zustandes Null ein L-Signal ebenso an Punkt B.

Möchte man nun ein externes Gerät ein – bzw. ausschalten, kann die Schaltung in *Bild 7* verwendet werden. Mit

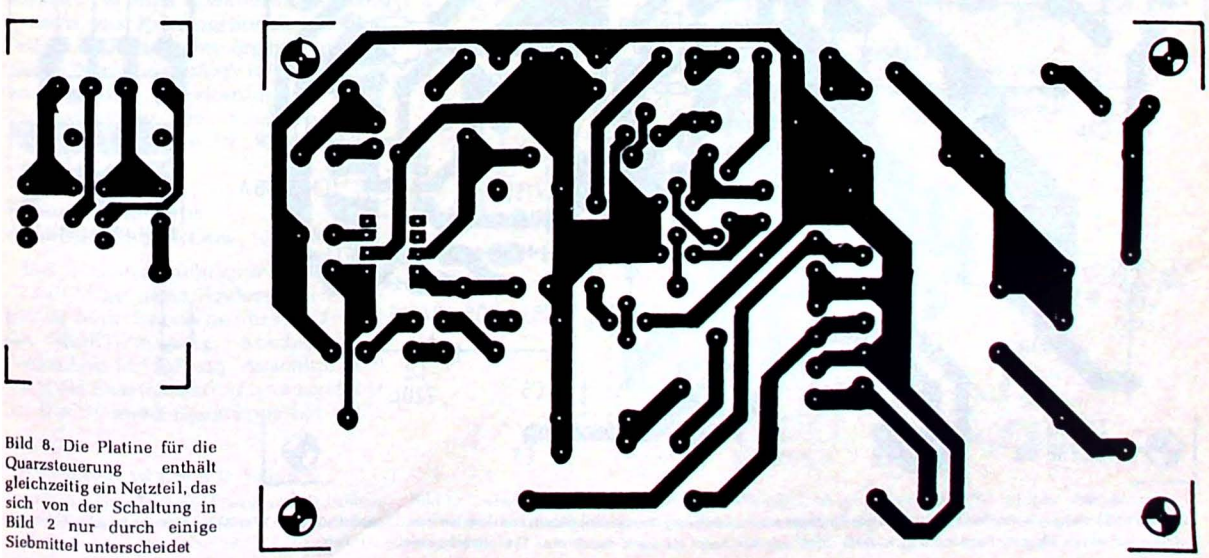


Bild 8. Die Platine für die Quarzsteuerung enthält gleichzeitig ein Netzteil, das sich von der Schaltung in Bild 2 nur durch einige Siebmittel unterscheidet

Gattern des Typ CD 4011 (MOS) wurde ein Flip-Flop aufgebaut, das über zwei Inverter und eine Darlingtonschaltung das Relais ansteuert. Dieses Relais dient zum Ein- bzw. Ausschalten der Netzspannung bei dem zu steuernden Gerät. Die Stromversorgung dieser Schaltung wird bei „Netz-Aus" (Schaltung Bild 7 muß ständig Spannung erhalten, daher die Batterie) durch eine 9-V-Batterie bewerkstelligt. Diese wird mit weniger als 100 µA belastet. Schaltet das Relais ein, erfolgt die Stromversorgung vom Gerätenetzteil über die Diode D 7. Die Schaltung in Bild 7 eignet sich auch sehr gut als sensorbetätigter Netzschalter.

Die Verbindung zwischen Uhr und Netzgerät wird folgendermaßen hergestellt: Punkt B (Bild 6) wird mit Punkt B' (Bild 7) und Punkt C mit Punkt C' verbunden. Die Verbindung muß mit abgeschirmtem, 2-adrigem Kabel (Diodenkabel) erfolgen. Ertönt nun ein Wecksignal, schaltet sich ein angeschlossenes Gerät automatisch ein; bei Ablauf der „Einschlafzeit" schaltet es sich aus. Mit S 3 stellt man sich die gewünschte Einschlafzeit ein; ist dann der Zeitzustand : 00 erreicht, schaltet sich automatisch z. B. ein angeschlossenes Radiogerät aus.

Ein Einbau der Schaltung in Bild 7 in das Uhrengehäuse verbietet sich leider, da der Transformator des Uhrenmoduls nicht die Leistung zum Ansteuern des Relais bereitstellen kann; besser ist es, den Einbau in dem zu steuernden Verbraucher zu versuchen.

Bild 8 zeigt die Platine für die Quarzsteuerung und *Bild 9* deren Bestükkung. Die kleinere Platine (rechts daneben) trägt die beiden Taster Ta 1 und T 2.

Abgleich der Quarzfrequenz

Mit dem Kondensator C3 (Keramik-Trimmer) wird die Quarzfrequenz auf genau 3,2768 MHz eingestellt. Dies erfolgt entweder mit einem genauen Frequenzzähler oder notfalls unter Zuhilfenahme der Zeitzeichenaustrahlung des Rundfunks oder des Fernsehens; die letztere Methode ist allerdings sehr zeitaufwendig, da sich die Ungenauigkeit einer Quarzuhr ja normalerweise nur in Sekunden pro Monat ausdrücken läßt.

Tabelle 2.
Liste der benötigten Spezialteile

Bauelement	Quelle
Taster Ta 3 + Ta 4	Rim, Best.-Nr. 32-22-010
Uhrenmodul (NS) MA 1002 oder 1012	Balü
passender Trafo	Balü
Kunststoffgehäuse oder	Rim, Best.-Nr. 38-39-160 (161)
Metallgeh. (Teko Nr. 333)	Rim, Best-Nr. 38-40-188
Gleichstrom-summer	Rim, Best.-Nr. 53-80-152, oder Balü
5 „Digi-Taster"	
Nur bei Quarzsteuerung erforderlich:	
Quarz 3,2768 MHz	Balü
ICM 7038 A (Intersil)	Spezial-Electronic

Aufbauhinweise

Der Aufbau der Uhr kann wahlweise in einem Kunststoff- oder Metallgehäuse erfolgen, da eine Abschirmung nicht erforderlich ist. Gehäusevorschläge werden in der Stückliste (*Tabelle 2*) gemacht. Der Verfasser baute die Uhr in ein Teko-Gehäuse vom Typ 333, das sich besonders für den Aufbau der Quarzversion eignet. Die Verbindung Uhr – Radio kann über eine Diodenbuchse an der Rückseite des Gehäuses erfolgen.

Zum Schluß noch drei wichtige Hinweise:

1. Das Uhrenmodul ist ein MOS-Baustein, d. h. das Berühren der Anschlüsse und statische Aufladung sind zu vermeiden.
2. Bei Verwendung eines Metallgehäuses soll unbedingt ein dreiadriges Schuko-Kabel verwendet werden. Die Schutzerde wird dabei mit dem Metallgehäuse verbunden.
3. Seit einigen Wochen ist ein Uhrenmodul mit der Bezeichnung MA 1012 auf dem Markt. Dieses Modul ist identisch mit dem MA 1002, nur die Anschlüsse sind etwas anders angeordnet.

Literatur

[1] MA 1002 LED display digital electronic clock module, Applikation der Fa. National Semiconductor

[2] ICM 7038 A, Applikation der Firma Intersil

[3] Elektor, Heft 10/73

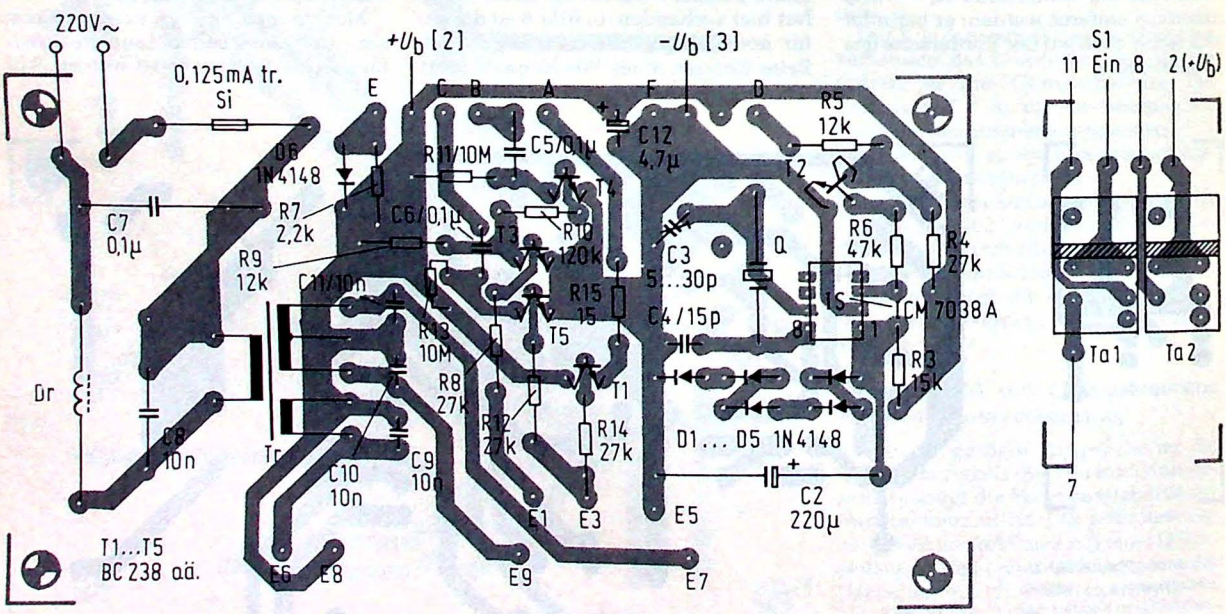


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8. Die Drossel Dr dient zur Aussiebung von Störimpulsen aus dem Netz und besteht aus etwa 100 Wdg. dünnen Kupferlackdrahtes, der auf einen kleinen Ferritkern gewickelt wird; zur Not kann sie auch durch eine Drahtbrücke ersetzt werden

Reinhardt Schlie

Manche Leute haben eine verblüffende Fähigkeit, beim Aufhängen eines Bildes oder sonstiger Wandbehänge eine im Mauerwerk verlegte elektrische Leitung mit dem dazu erforderlichen Nagel zu treffen. Die nachstehende Bauanleitung soll helfen, diese Gefahr etwas zu reduzieren.

Induktives Leitungssuchgerät

Das einfachste Verfahren, den Verlauf einer wechselstrom-führenden Leitung zu untersuchen, besteht darin, mit einer kleinen Induktionsspule das Magnetfeld der Leitung „anzupeilen", indem man die induzierte Spannung einem kleinen Verstärker und schließlich einem Ohrhörer oder Lautsprecher zuführt. Will man aber den Verlauf einer bestimmten Leitung neben anderen verfolgen, so fällt eine Unterscheidung der einzelnen Aderpaare oft schwer.

Hier ist es dann zweckmäßig, auf diese (vom übrigen Netz natürlich abgeklemmte und am anderen Ende kurzgeschlossene oder wenigstens belastete) Leitung ein spezielles Prüfsignal zu geben. Versuche des Verfassers zeigten, daß sich ein pro Sekunde 2...3mal unterbrochener Ton besser als ein Dauerton eignet, da er aus einem hohen Störpegel gut herauszuhören ist.

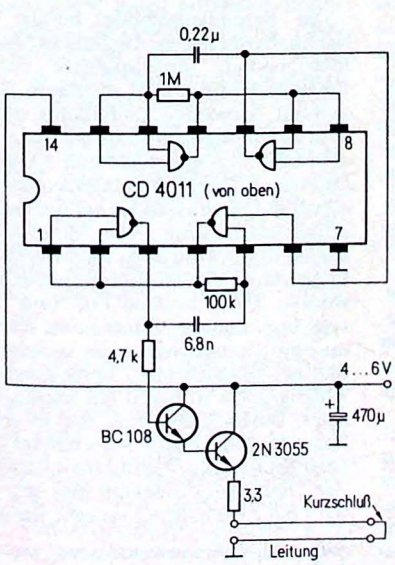
Ursprünglich diente als Signalgeber ein Sperrschwinger, also eine induktiv stark rückgekoppelte Schwingschaltung, an deren Koppelkondensator sich bei geeigneter Bemessung eine Gegenspannung aufbaut, die den erzeugten Ton periodisch unterbricht. Da solche Schaltungen aber etwas schlecht reproduzierbar sind, wurde eine Version mit CMOS-Schaltungen entwickelt.

Mit nur einer IS, die vier NAND-Gatter enthält, lassen sich zwei astabile Multivibratoren aufbauen, durch die wesentlich einfacher das gleiche Ziel erreicht wird. Der erste steuert als Taktgeber mit etwa 2 Hz den eigentlichen Tongenerator, der aus dem mit etwa 800 Hz schwingenden zweiten Multivibrator besteht. Eine nachgeschaltete Darlington-Stufe sorgt für die erforderliche Leistung, um im „Meßobjekt" ein genügend starkes Magnetfeld aufbauen zu können. *Bild 1* zeigt die Schaltung des Senders.

Die CMOS-Technik ermöglicht dabei wegen ihrer Hochohmigkeit – im Gegensatz zu TTL-IS – hohe frequenzbestimmende Widerstände und damit handlich kleine Kondensatoren. Außerdem ist keine stabilisierte Betriebsspannung erforderlich (CMOS-Schaltungen eignen sich für den Bereich 5...15 V); ein Test zeigte sogar, daß das Gerät des Verfassers auch bei 3,6 V noch funktionierte. Die Gefahr einer Beschädigung der IS läßt sich weitgehend vermeiden, wenn sie erst nach dem Aufbau der Schaltung mit Fassungen eingesetzt werden (vergl. FUNKSCHAU 1977, Heft 10, „Über den Umgang mit MOS-Bauelementen").

Wegen der recht einfachen Schaltung wurde auf die Auflösung einer Platine verzichtet. Für den Aufbau eignet sich jede Lochrasterplatte, zur Verdrahtung kann Kupferlackdraht verwendet werden.

Um eine Überlastung des Darlingtons zu verhindern, ist es ratsam, einen Schutzwiderstand von einigen Ohm in Reihe mit der Leitung zu schalten; es eignet sich auch eine Taschenlampen- oder Fahrradscheinwerferbirne.



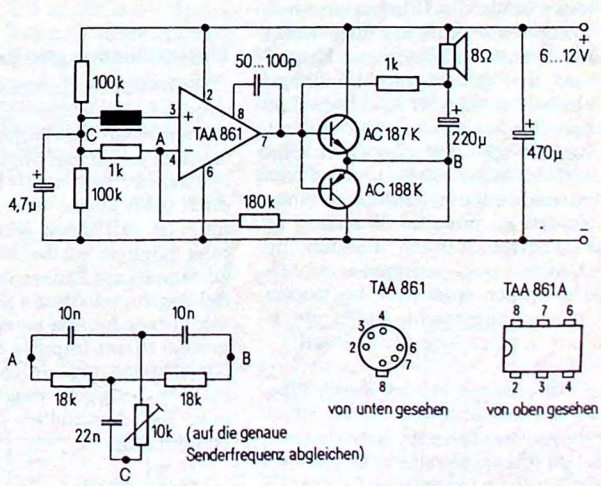


Bild 2. Mit einem Operationsverstärker läßt sich ein einfacher Suchempfänger aufbauen. Ein Doppel-T-Glied erlaubt die Realisierung eines selektiven Frequenzganges

◀Bild 1. Schaltung des Signalgebers. Statt dem 3,3-Ω-Widerstand eignet sich auch eine kleine Taschenlampen- oder Fahrradscheinwerferbirne

Die Empfänger-Induktionsspule sollte etwa 1000 Windungen haben; man kann recht gut eine „Sprechspule" aus einem alten Telefon oder einen Nf-Übertrager verwenden, dessen magnetischer Kreis durch Abnehmen eines Schenkels geöffnet wurde. Zur Not eignet sich auch die Magnetspule eines Relais; wegen der Wirbelstromverluste im Eisenkern ist das allerdings nicht unbedingt optimal; besser ist schon ein sogenannter Telefon-Adapter.

Bild 2 zeigt schließlich eine einfache Schaltung, um den empfangenen Ton mit einem Lautsprecher hörbar zu machen. Ist der Störpegel sehr hoch, so kann man den 180-kΩ-Widerstand in der Gegenkopplungsleitung des Operationsverstärkers durch ein selektives Netzwerk ergänzen (*Bild 2*). Mit dem 10-kΩ-Trimmpoti läßt sich die Resonanz genau auf die Senderfrequenz abgleichen. Das Entfernen des 180-kΩ-Widerstandes ist dabei nicht sinnvoll, weil sonst Schwingneigungen auftreten können. Eine weitere Methode zur Erhöhung der Selektivität ist, die Induktionsspule durch einen Kondensator zum Schwingkreis zu ergänzen, was aber einiges Probieren verlangt.

Die Erfahrung bei der Anwendung der Sucheinrichtung zeigt, daß sogar eng verdrillte Telefonleitungen noch ein genügend starkes Streufeld ergeben, wenn auch Stegleitungen oder in Rohren verlegte Einzeldrähte noch leichter geortet werden können. Auf jeden Fall ist es besser, sich mit dem relativ schwachen Streufeld einer „bifilaren" Doppelleitung zu begnügen, als die gesuchte Leitung durch eine getrennte Rückführung zu ergänzen. Das resultierende Wechselfeld wäre dann so weiträumig, daß eine genaue Ortung schwierig wird. Am Rande sei noch erwähnt, daß es mit dem beschriebenen Gerät auch möglich ist, Kurzschlußstellen in Kabeln zentimetergenau zu finden.

Herrmann Schreiber

Rundfunkmusik ist als Geräuschkulisse nur angenehm, wenn sie nicht durch Ansagen, Meldungen oder Werbesprüche unterbrochen wird. Der Wunsch nach einer automatischen Sprachsperre ist deshalb wohl ebenso alt wie die Rundfunktechnik überhaupt, und man kennt schon seit langem Kritierien, mit denen sich Sprache und Musik durch Analyse der Hüllkurven mit einiger Sicherheit unterscheiden lassen.

Elektronische Sprachsperre

Zwei dieser Kriterien, die Pausen- und die Rauheitsmethode, werden in den nachfolgend beschriebenen Schaltungen angewandt. Die Kombination beider Methoden führt zu einem etwas komplexen Aufbau, aber hoher Schaltsicherheit. Abgleich und Einstellung auf den jeweiligen Signalpegel sind einfach, da hierfür Leuchtdiodenanzeigen vorgesehen wurden. Bei reiner Sprache gewährt das Gerät eine Sperrsicherheit von 99 %, und auf leise Hintergrundmusik gesprochene Ansagen werden zu etwa 90 % richtig erkannt. Fehlschaltungen können bei Sprechgesang und pausenreichen Musikdarbietungen entstehen; bei normaler Unterhaltungsmusik treten sie jedoch nur in etwa 2 % der Zeit auf.

Das Umschalten erfolgt durch langsames Auf- und Abblenden. Alle Schaltungen wurden für eine Betriebsspannung von 9 V ausgelegt, damit sie auch in vorhandene Empfänger eingebaut werden können. Eine Umschaltung auf Sperrung von Musikdarbietungen ist möglich. Bei Betrieb als Sprachsperre kann ein Austastkreis angefügt werden, der es gestattet, die Wiedergabe eines nicht erwünschten Musikstückes abzuschalten. Das Gerät schaltet sich dann selbsttätig nach der nächstfolgenden Pause wieder ein.

Unterscheidungskriterien

Die technisch einfachste Methode zur Unterscheidung von Sprache und Musik beruht auf der Häufigkeit der auftretenden Pausen. Bei Musik treten solche Pausen nur selten auf, bei Sprache jedoch nach jedem Wort. Eine Auswertung ist mit einer Schwellwertschaltung möglich, mit der die Hüllkurve des Nf-Signals auf Pausen untersucht wird. Bei Beginn oder Ende jeder Pause wird ein kurzer Impuls erzeugt. Nach Integration dieser Impulse erhält man eine Gleichspannung, deren Wert mit der Pausenhäufigkeit steigt und mit der man das Abschalten der Darbietung steuern kann.

Musik erkennt dieses System nur richtig, wenn die Schaltschwelle des Pausendetektors unter den Pegel von Pianissimo-Darbietungen gelegt wird. Sprache wird nur dann als solche erkannt, wenn der Pegel der Grundgeräusche entsprechend niedrig liegt. Bei Reportagen im Straßenlärm oder auf Sportplätzen, Musikbegleitung von Ansagen, Störungen oder Rauschen kann diese Methode versagen.

Die Rauheitsmethode beruht auf Nachhallvorgängen, die teils in Musikinstrumenten (ausklingende Saiten, Resonanzboden), teils im Raum (Konzertsaal) entstehen und damit bedeutend ausgeprägter sind als bei direkt vor dem Mikrofon gesprochenen Ansagen. Da diese Ausklingvorgänge exponentiell verlaufen, müssen sie bei der technischen Anwendung dieser Methode zunächst durch eine etwa logarithmische Verstärkung der Hüllkurve linearisiert werden. Dann müssen Ein- und Ausschwingvorgänge differenziert werden und die letzten werden so verarbeitet, daß bei Überschreiten einer gewissen Abfallgeschwindigkeit ein Impuls entsteht. Durch Integration der so erhaltenen Impulse erhält man wieder eine Gleichspannung, die mit der „Rauheit" der Darbietung ansteigt und mit der man die Abschaltung steuern kann.

Die Rauheitsmethode mag zweifelhaft erscheinen, denn man beobachtet

häufig, daß manche Künstler viel näher vor dem Mikrofon singen als andere davor sprechen. Auch wenig nachhallende Instrumente wie Flöte, Oboe und Mundharmonika werden oft nahe am Mikrofon gespielt, und bei elektronischer Musik benötigt man weder Mikrofon noch Nachhall.

Anwendbar wird die Rauheitsmethode jedoch, wenn man berücksichtigt, daß die genannten „musikalischen Rauheiten" in der Regel zusammen mit einem recht starken Grundgeräusch auftreten. Es genügt also, bei der Rauheitsuntersuchung das Nf-Signal soweit zu begrenzen, daß Rauheiten nur unter einem gewissen Signalpegel erkannt werden können.

Da Rauheiten die Abschaltung nur auslösen, wenn sie mit einiger Häufigkeit auftreten, versagt die Methode bei pausenreichem Sprechen ebenso wie bei starkem Nachhall. Hier kann die zusätzliche Anwendung der Pausenmethode weiterhelfen. Bei solch einer kombinierten Anwendung kann man die Schaltschwelle des Pausendetektors niedriger legen und somit das Abschalten bei sehr leiser Musik weitgehend vermeiden. Das richtige Einstellen der Pausen- und Rauheitsempfindlichkeit wird erleichtert, wenn die entsprechenden Schaltzustände durch Leuchtdioden angezeigt werden.

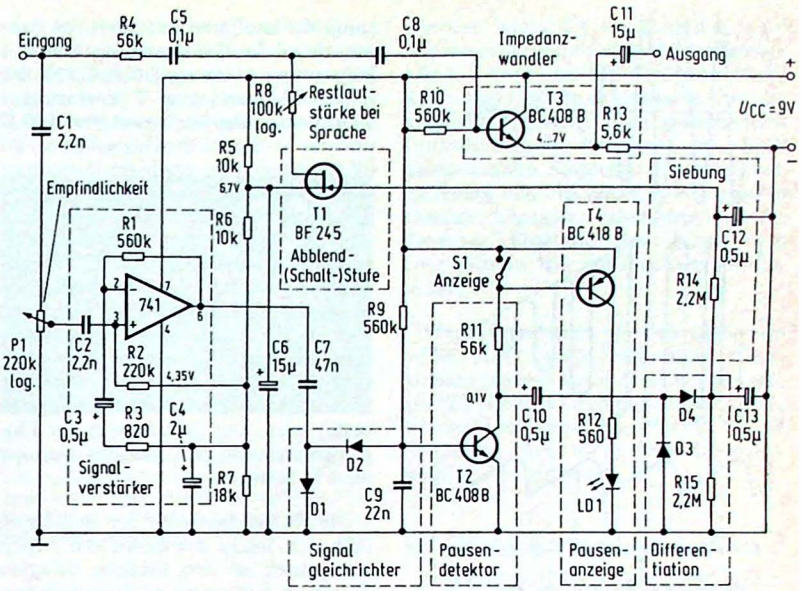


Bild 1. Schaltung einer Sprachsperre nach der Pausenmethode. Die eingezeichneten Spannungswerte gelten bei offenem Eingang

Schaltung mit Pausenmethode

Die beschriebenen Sprachsperren wurden so aufgebaut, daß man sie zwischen den Demodulatorausgang (Tonbandanschluß) eines normalen Rundfunkgerätes und den Eingang eines handelsüblichen Verstärkers legen kann. Da diese Demodulatorausgänge oft nur Spitzenspannungen von einigen 100 mV liefern und bei Musik mit einer Dynamik von bis zu 40 dB zu rechnen ist, muß eine Verstärkerreserve von etwa 50 dB vorgesehen werden, da sonst bei sehr leiser Musik die Signalspannung noch unter der Schwellenspannung der im Hüllkurvengleichrichter verwendeten Dioden liegen würden.

Bild 1 zeigt, daß für diese Vorverstärkung ein Operationsverstärker verwendet wird. Seine untere Grenzfrequenz wurde durch geeignete Wahl von C1, C2 und C3 auf einige 100 Hz gelegt, während die im Operationsverstärker vorhandene Frequenzkompensation einen Verstärkungsabfall ab etwa 3 kHz bedingt. Diese Bandbreitenbegrenzung verbessert die Pausenwahrnehmung bei Störungen durch sehr tiefe (Netzbrumm) und sehr hohe Töne (Überlagerungspfeifen). Im Normalbetrieb erscheint das Ausgangssignal des Operationsverstärkers stark durch Übersteuerung verzerrt. Da nur die Pausen festgestellt werden sollen, sind diese Verzerrungen unerheblich.

Der Signalgleichrichter D 1/D 2 erzeugt an C 9 eine negative Spannung, die T 2 sperrt. Nur bei einer Signalpause kann die über R 9 angelegte Vorspannung wirksam werden und T 2 durchschalten. Auch T 4 erhält dann Basisstrom über R 11 und die Pausenanzeige LD 1 leuchtet auf, wenn sie nicht, zur Stromersparnis, mit S 1 abgeschaltet wird. Die am Ende der Pause an R 11 entstehende Spannungsänderung wird nach Differentiation und Gleichrichtung (C 10, D 3, D 4) in einen Impuls verwandelt, den C 13 speichert. Wenn zunächst keine weitere Pause auftritt, kann sich C 13 wieder über R 15 entladen. Bei dichter Aufeinanderfolge von Pausenimpulsen kann sich C 13 dagegen weiter aufladen.

Nach einer Schaltgeräusche vermeidenden Siebung durch C 12, R 14, gelangt die Schaltspannung an das Gate von T 1. Über den Teiler R 5, R 6, R 7 erhält T 1 eine Source-Vorspannung, bei der er nur leitend werden kann, wenn die Gatespannung etwa +5 V gegen Masse erreicht. Die Eingangswechselspannung liegt über R 4, C 5 und R 8 am Drain von T 1. Bei Einstellung auf R 8 = 0 wird die Sprachdämpfung am größten, denn dann bildet nur noch der Innenwiderstand (Sättigungswiderstand) von T 1 einen Spannungsteiler mit R 4. Solange T 1 gesperrt bleibt, ist dieser Innenwiderstand praktisch unendlich.

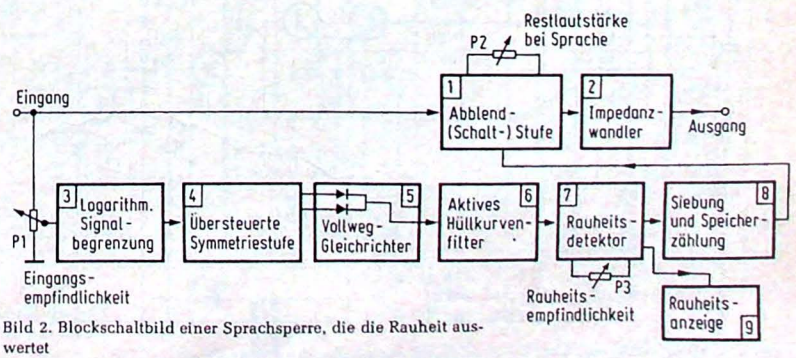


Bild 2. Blockschaltbild einer Sprachsperre, die die Rauheit auswertet

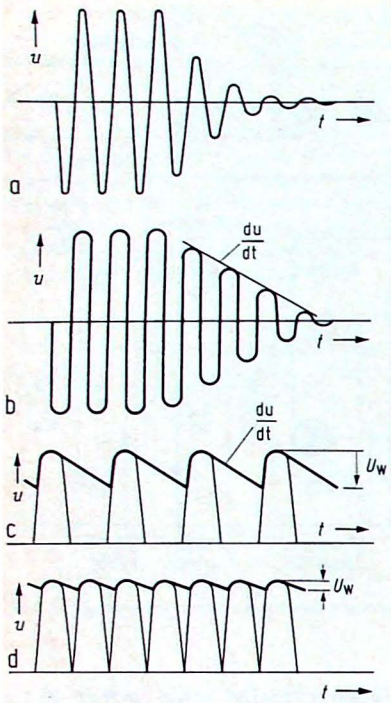


Bild 3. Bei der Rauheitsmethode müssen die Zeitkonstanten der Siebglieder genau dimensioniert werden, da sonst bereits die Restwelligkeit als Rauheit gewertet wird

und das Nf-Signal gelangt ohne nennenswerte Dämpfung über C 5 und C 8 an die Basis des Impedanzwandlers T 3 und von dessen Emitter an den Ausgang. Bei häufigem Auftreten von Pausen steigt die Gatespannung von T 1 langsam an (Siebung durch C 12), der Innenwiderstand von T 1 verringert sich ebenso langsam bis auf etwa 100 Ω und das Nf-Signal wird bis auf etwa –50 dB gedämpft. Eine geringere Dämpfung (leises Mithören von Sprache) ist möglich, wenn R 8 entsprechend eingestellt wird. Erstaunlich mag erscheinen, daß keinerlei Gleichspannung an T 1 anliegt: auf Grund der symmetrischen Struktur des Feldeffekttransistors ist aber ein Betrieb mit einer reinen Wechselspannung durchaus möglich. Verzerrungen können dabei entstehen, wenn mit zu hohen Amplituden gearbeitet wird. Der Spitzenwert der Eingangsspannung soll deshalb weniger als 1 V betragen.

Die Funktionsweise der Schaltung läßt sich leicht demonstrieren, wenn man einen an den Eingang gelegten Dauerton mit einem nachgeschalteten Verstärker hörbar macht und dann Pausen simuliert, indem man den Eingang des Signalgleichrichters kurzzeitig gegen Masse kurzschließt. Das wird das Aufleuchten der Pausenanzeige zur Folge haben; die Wiedergabe wird jedoch erst unterbrochen, wenn man den beschriebenen Kurzschluß zweimal rasch hintereinander vornimmt.

Die Empfindlichkeitseinstellung nimmt man über P 1 so vor, daß bei Sprache die Pausenanzeige häufig kurz aufleuchtet. Bei Musik prüft man dann nach, ob auch bei sehr leisen Stellen noch keine Pausen angezeigt werden, und stellt nötigenfalls P 1 entsprechend nach. Gut brauchbar ist die Schaltung nur bei UKW- oder Ortsempfang, denn bei verrauschtem Empfang werden die Pausen nicht mehr erkannt. Man kann dann zwar P 1 so nachstellen, daß die Pausenschwelle wieder über dem Rauschpegel liegt, wird dann aber bei leiser Musik Unterbrechungen feststellen müssen.

Anwendung der Rauheitsmethode

Das Funktionsprinzip sei zunächst an der Blockschaltung in *Bild 2* erläutert. Die Bausteine 1 und 2 sind mit den entsprechenden Stufen in Bild 1 identisch, wo R 8 die gleiche Funktion hat wie P 2 in Bild 2.

Die Aufbereitung des Rauheitssignals beginnt mit einer etwa logrithmisch verstärkenden Begrenzerstufe. Da in der Musik meist gleichzeitig mehrere sich überdeckende Ausklingvorgänge festgestellt werden können, verlaufen sie auch nur ungefähr exponentiell, so daß ein genau logarithmischer Verstärker keinerlei Verbesserung bringt.

Die zur Feststellung der Ausklinggeschwindigkeit notwendige Signalbearbeitung veranschaulicht *Bild 3*. Ausgegangen wird von einem exponentiellen Ausklingen (Bild 3a), der durch logarithmische Begrenzung linearisiert wird (Bild 3b). Durch diese Begrenzung

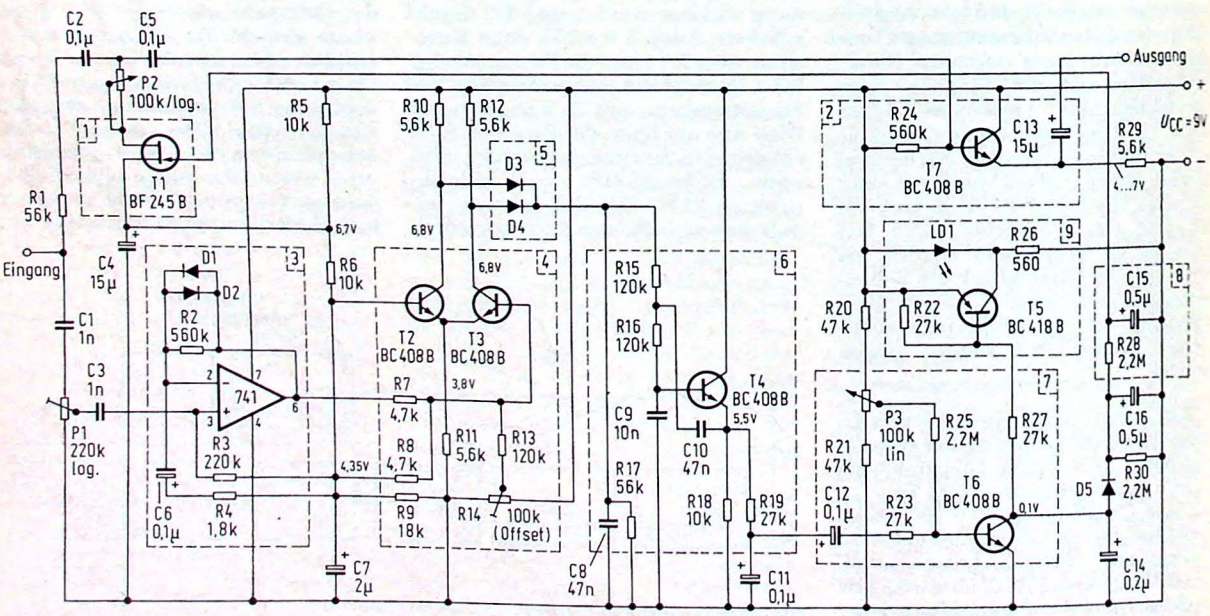


Bild 4. In dieser Schaltung dient die Rauheit zur Sprachunterdrückung

werden die Spitzen der Wellenzüge abgerundet und verbreitert. Zur Feststellung der Abfallgeschwindigkeit der Hüllkurve muß diese nun durch Signalgleichrichtung dargestellt werden. Das dieser Gleichrichtung folgende Glättungsfilter muß jedoch eine genügend kleine Zeitkonstante (du/dt) haben, damit seine Ausgangsspannung tatsächlich den Spitzen des Schwingungszuges folgt. Bei einer so geringen Glättungszeitkonstante würde aber eine Einweggleichrichtung (Bild 3c) zumindest bei tiefen Frequenzen eine Welligkeit U_w ergeben, die bereits bei einem Dauerton eine erhebliche Rauheit vortäuschen würde. Es ist also notwendig, mit Vollweggleichrichtung (Bild 3d) zu arbeiten. Man erhält dann eine Welligkeitsspannung viel geringerer Amplitude und doppelter Frequenz, die sich mit vertretbaren Mitteln ausfiltern läßt.

Bild 3 zeigt auch, daß es günstig ist, erst logarithmisch zu begrenzen und dann die Hüllkurve zu bilden. Bei umgekehrtem Vorgehen (Gleichrichtung des Wellenzuges in Bild 3a) wäre nämlich eine noch geringere Glättungszeitkonstante notwendig.

Die zur Vollweggleichrichtung notwendige Gegentaktspannung wird in einer Symmetrierstufe (Stufe 4, Bild 2) erzeugt, die so übersteuert wird, daß ab etwa 30 % des Maximalpegels Begrenzung auftritt. Damit können Rauheiten nur festgestellt werden; wenn sie bei entsprechend geringem Grundgeräusch auftreten. Mikrofonnahe Stimmen bei starker Musikbegleitung werden somit als „Musik" wahrgenommen, Ansagen auf leisem Musikhintergrund aber als „Sprache".

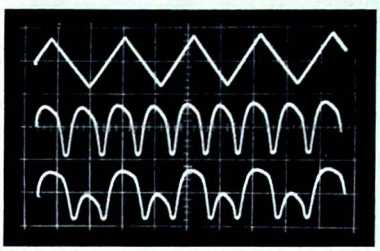


Bild 5. Ein am Eingang anliegendes Dreiecksignal wird zunächst begrenzt und schließlich einem Vollweggleichrichter zugeführt (Mitte). Arbeitet dieser wegen eines fehlerhaften Abgleichs nicht symmetrisch, so entsteht der im unteren Schirmdrittel gezeigte Verlauf

Dem Vollweggleichrichter in Bild 2 folgt ein aktives Filter zur Glättung der Hüllkurve. Im Rauheitsdetektor wird die Hüllkurvenspannung differenziert, wonach die negativen Spannungsänderungen durch Gleichrichtung und Verstärkung in Impulse umgewandelt werden, wenn die Ausklangdauer des Signals weniger als etwa 20 ms beträgt. Mit P 3 kann die Empfindlichkeit des Rauheitsdetektors in gewissen Grenzen eingestellt werden. Dies gestattet eine Optimierung der Trennung, oder auch gelegentliche Einstellung auf Hörbarmachung von auf leiser Musik gesprochenen Ansagen. Erleichtert werden derartige Einstellungen durch eine Leuchtdiode, die die Rauheitsimpulse anzeigt.

Weiterverarbeitet werden diese Impulse durch eine Integration, deren Wirkungsweise einer Speicherzählung gleichkommt, so daß die Abblendstufe wieder nur angesteuert wird, wenn Rauheiten mit einer ausreichenden Häufigkeit auftreten.

Schaltung mit Rauheitsmethode

In *Bild 4* sind die in Bild 2 erläuterten Schalteinheiten durch gestrichelte Umrandungen hervorgehoben. Zur logarithmischen Begrenzung dient ein Operationsverstärker, in dessen Gegenkopplungsleitung zwei antiparallele Dioden (D 1, D 2) gelegt wurden. Durch niedrige Werte der Koppel- und Entkoppelkondensatoren (C 1, C 3, C 6) wurden die tiefen Frequenzen so weit gedämpft, daß sie nicht zu einer fälschlichen Rauheitswahrnehmung führen können.

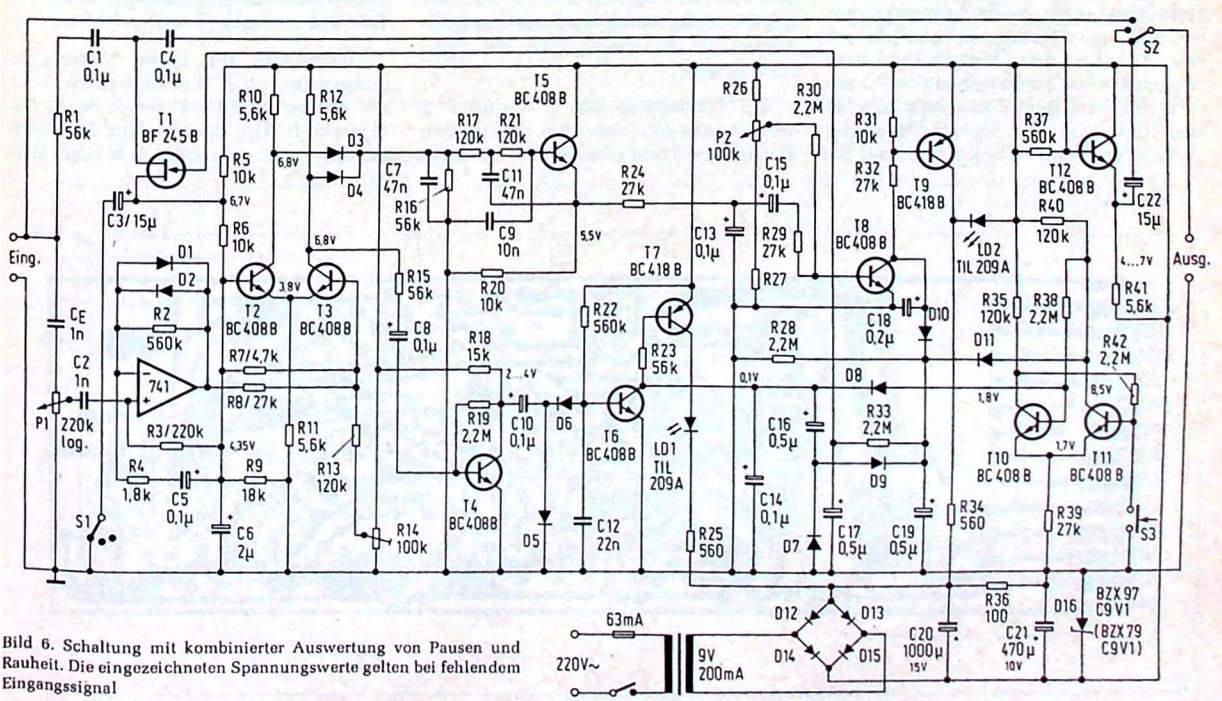


Bild 6. Schaltung mit kombinierter Auswertung von Pausen und Rauheit. Die eingezeichneten Spannungswerte gelten bei fehlendem Eingangssignal

Mit dem Teiler R 7, R 8 werden die Verstärkung und damit die Übersteuerungsgrenze des Gegentaktverstärkers T 2, T 3 bestimmt. Auf die Hüllkurvengleichrichtung (D 3, D 4) folgt das Aktivfilter, in dem sich die Verwendung eines einfachen Emitterfolgers als ausreichend erwies. Es arbeitet noch zufriedenstellend, wenn Bauelemente mit einer Toleranz von ± 10 % verwendet werden.

Der Rauheitsdetektor (T 6) wird über P 3 und R 25 so vorgespannt, daß er im Ruhezustand gesättigt bleibt. Wenn mit C 12 eine positive Hüllkurvenänderung übertragen wird, wird er nur noch etwas mehr gesättigt; seine Kollektorspannung bleibt also praktisch gleich null. Bei einer negativen Änderung (Ausklang) wird T 6 dagegen kurzzeitig gesperrt. Der dabei am Kollektor entstehende positive Impuls wird durch C 14 geglättet (Dämpfung von Schaltgeräuschen), lädt C 16 auf und wird dann, wie in Bild 1, zur Ansteuerung von T 1 weiterverarbeitet. Gleichzeitig steuert er LD 1 über T 5. Ein niederohmiger Ausgang für das Nf-Signal steht nach dem Emitterfolger T 7 zur Verfügung.

Der Abgleich ist schwieriger als bei der Schaltung nach der Pausenmethode, da P 1, P 3 und R 14 einzustellen sind. Benötigt wird ein Oszilloskop und ein Signalgenerator, am besten mit Dreieckausgang. Zur Vereinfachung des Abgleiches wird C 8 zunächst noch nicht eingelötet. Nach Anlegen einer Dreiecks- oder Sinusspannung (etwa 2 kHz, 1 V_{eff}) an den Eingang kann man zunächst beim Durchdrehen von P 1 am Ausgang des Operationsverstärkers die logarithmische Signalbegrenzung überprüfen. Durch Vergleich dieses Signals mit dem am Kollektor von T 2 kann man dann P 1 so einstellen, daß die Symmetrierstufe noch nicht übersteuert wird.

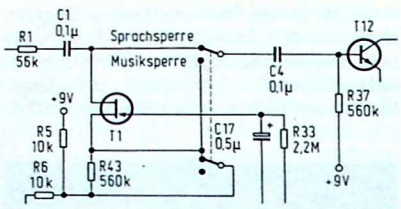


Bild 7. Zusätzliche Umschaltung zur wahlweisen Unterdrückung von Musik oder Sprache

Den Abgleich von R 14 illustriert das Oszillogramm in *Bild 5*. Oben ist die an den Eingang gelegte Deieckschwingung dargestellt, darunter die bei richtiger Einstellung von R 14 erhaltene Spannungsform am Ausgang des Vollweggleichrichters (Katoden D 3, D 4, ohne C 8). Normalerweise erhält man bei Vollweggleichrichtung eines Dreieckssignals ein neues Dreiecksignal doppelter Frequenz. Bild 5 zeigt zwar eine Frequenzverdoppelung, aber die Dreiecksform hat unter der logarithmischen Begrenzung stark gelitten. Im unteren Teil von Bild 5 wurde durch Doppelbelichtung der Fall eines unzureichenden Abgleichs von R 14 dargestellt. Die Spitzenspannung an den Kollektoren von T 2, T 3 haben dann leicht verschiedene Werte. An sich ist der Offsetabgleich mit R 14 auch nach Einsetzen von C 8 möglich, aber die dadurch gegebene Belastung erschwert das Feststellen der Aussteuergrenze der Symmetrierstufe.

Die Einstellung von P 1 und P 3 nimmt man am besten im praktischen Betrieb vor. Dazu arbeitet man zunächst mit reiner Sprache und gleicht die Potis so ab, daß LD 1 möglichst oft aufleuchtet, bei Pausen aber erloschen bleibt. Danach arbeitet man mit möglichst „rauher", gleichmäßig lauter Musik (mikrofonnaher Gesang mit lebhafter Begleitung). Beim langsamen Aufdrehen von P 1 wird man feststellen, daß LD 1 zunächst immer häufiger, dann aber wieder weniger (Begrenzung in der Symmetrierstufe) aufleuchtet. Man dreht P 1 so weit auf, daß die Wiedergabe nicht mehr unterbrochen wird. Wenn das nicht möglich ist, muß man P 2 entsprechend nachstellen. Nach weiteren Empfangsbeobachtungen kann man die Einstellung von P 1 und P 2 noch verfeinern. Bei Änderung des Eingangspegels (manche Empfänger liefern auf UKW und MW recht verschiedene Demodulatorspannungen) ist dann nur noch P 1 nachzustimmen.

Kombinierte Schaltung

Eine besonders hohe Unterscheidungssicherheit kann erhalten werden, wenn die Pausen- und die Rauheitsmethode kombiniert angewandt werden. Da Pausen genausogut in einem logarithmisch wie anderweitig begrenzten Signal festzustellen sind, wird das zu dieser Feststellung dienende Signal in *Bild 6* von Kollektor T 3 über R 15, C 8 zur Verstärkung an T 4 geführt und dann wie in Bild 1 weiterverarbeitet. Der Eingangsteil der Schaltung entspricht Bild 1, und die weitere Rauheitswahrnehmung erfolgt über T 5, T 8, T 9.

Gemeinsam für beide Unterscheidungswege sind die Endstufen T 12, die Abblendstufe T 1, sowie deren Ansteuerkreis. Die Pausen- und Rauheitsimpulse gelangen über D 9 bzw. D 10

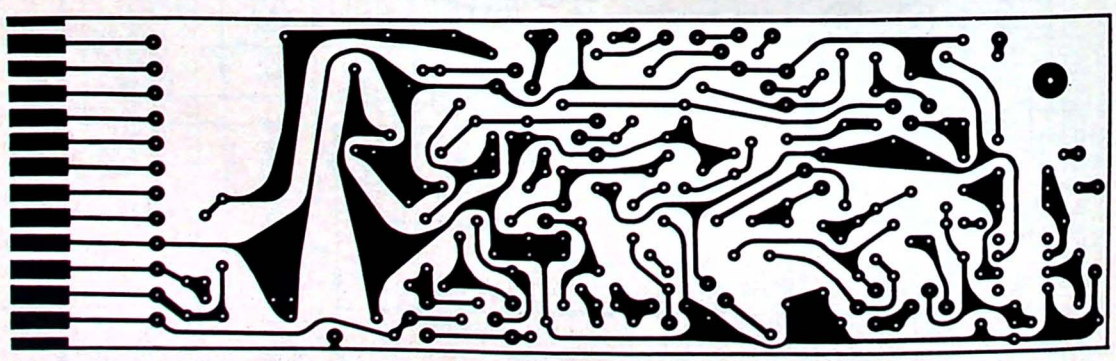


Bild 8. Platine zur Schaltung in Bild 6

an den gemeinsamen Integrationskondensator C 19, dessen Ladung der mittleren Häufigkeit beider Impulsarten proportional ist. Spracherkennung ist damit bereits beim Vorhandensein nur einer dieser Impulsarten möglich. Sie erfolgt jedoch rascher, wenn beide gleichzeitig auftreten. Die Abblendung erfolgt somit bereits nach den ersten zwei oder drei Worten einer Ansage, während bei den vorher beschriebenen Schaltungen die Erkennungszeit etwas länger ist.

Anstelle der bisher benutzten stetigen Einstellung der Restlautstärke bei Sprache wurde in Bild 6 eine Umschaltung (S 1, S 2 gekoppelt) vorgesehen. In der eingezeichneten Stellung des Schalters wird Sprache so weit wie möglich gdämpft (etwa–50 dB), in der Mittelstellung wird diese Dämpfung durch Abschaltung von C 3 auf etwa 20 dB begrenzt, und in der dritten Stellung wird der Ausgang direkt auf den Eingang geschaltet.

Neu ist in Bild 6 das Flipflop T 10/T 11, das zur Austastung nicht gewünschter Musikstücke angefügt werden kann. Zu Beginn einer solchen Darbietung bedient man S 3, wonach T 11 gesperrt bleibt. Über D 11, R 33 erhält T 1 dann eine hohe Gatespannung, und T 1 unterbindet die Übertragung. In seinen Ruhezustand kann das Flipflop T 10, T 11 erst zurückkehren, wenn eine Pause in der Darbietung auftritt. Da dann T 6 leitend wird, kann T 10 über D 8 gesperrt werden. Normalerweise tritt eine Pause erst bei Ende des ausgetasteten Musikstückes auf. Das Flipflop kippt dann zurück, die Darbietung bleibt jedoch noch bis zum Ende der darauffolgenden Ansage unterbunden.

Eine einfache Schaltung für das Netzteil erhält man, wenn man die Speisespannung für die Leuchtdioden bereits am ersten Siebkondensator (C 20) abgreift und nur die geringere Speiseleistung für die Transistorstufen über die Z-Diode D 16 führt.

Bei Bedarf kann die Funktionsumschaltung nach *Bild 7* angefügt werden, mit der das Gerät auch als Musiksperre (nur Sprachwiedergabe) dienen kann. Dazu wird T 1 als Schalter in der Nf-Leitung benutzt. Zusätzlich benötigt wird außer dem Umschalter nur R 43.

Aufbau und Inbetriebnahme

Bei entsprechend gedrängtem Aufbau ist es möglich, das Gerät nebst Netzteil in einem Gehäuse „Teko" P/3 unterzubringen (etwa 16 x 10 x 6 cm). Die Vorlage zur Printplatte in *Bild 8* ist nur anwendbar, wenn man Widerstandstypen (0,125 W oder weniger) verwendet, die sich im Abstand von 2,5 mm nebeneinander montieren lassen. *Bild 9* zeigt den zugehörigen Bestückungsplan. Mit zwei von der Schraubbefestigung des Umschalters und der Taste gehaltenen Metallwinkeln wird die Printplatte an der Frontplatte befestigt, die außerdem die beiden Potentiometer trägt. Die Anschlüsse der beiden Leuchtdioden werden nach dem Einlöten so abgewinkelt, daß sie in zwei in der Frontplatte angebrachten Bohrungen erscheinen. Netztransformator, Schalter und Sicherung werden in das Plastikgehäuse montiert und mit der Printplatte durch zwei Litzendrähte verbunden. Es ist günstig, P 1 und P 2 mit Skalen zu versehen, damit man bestimmten Pegelverhältnissen oder Programmarten entsprechende Einstellungen leicht wiederfinden kann. Durch entsprechende Wahl von R 26 und R 27 kann man es einrichten, daß die durchschnittlich günstigste Rauheitswahrnehmung etwa der Mittelstellung von P 2 entspricht. Um das Auswechseln dieser Widerstände zu erleichern, wurden sie nicht auf der Printplatte, sondern in die zu P 2 führenden Leitungen gelegt. Sie können anfänglich auch durch Drahtbrücken ersetzt werden.

Der Abgleich von R 14 erfolgt gemäß den zu den Bildern 4 und 5 gegebenen Hinweisen. Der Abgleich ist einfacher als bei der Schaltung nach Bild 4, da die Pausenempfindlichkeit bereits besonders durch den Wert von R 15 vorgegeben ist. Es genügt also, zunächst bei Sprache P 1 so einzustellen, daß die Pausenanzeige ab und zu (etwa bei den Satzzeichen entsprechenden Unterbrechungen) aufleuchtet. Dann ist nur noch P 2 bei wechselnder Beobachtung mit Sprache und Musik auf den günstigsten Kompromiß nachzugleichen. Eventuell können zusätzlich R 26 und R 27 so verändert werden, daß der Einstellbereich von P 2 so auf das praktisch

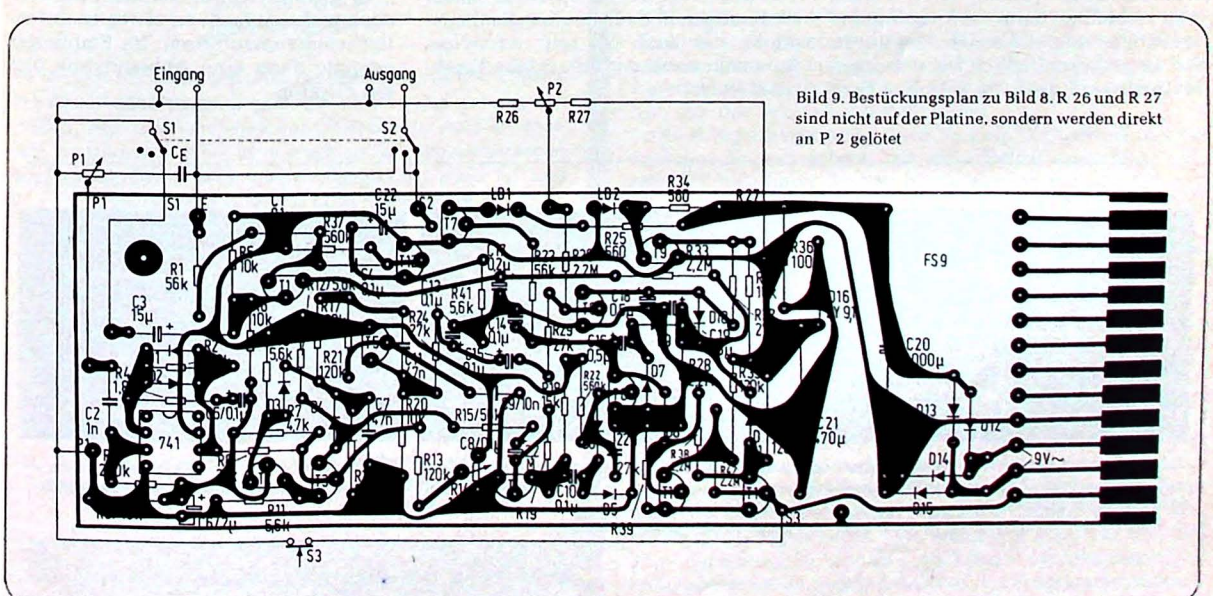


Bild 9. Bestückungsplan zu Bild 8. R 26 und R 27 sind nicht auf der Platine, sondern werden direkt an P 2 gelötet

Notwendige eingeengt wird, daß der genannte Kompromiß der Mittelstellung entspricht.

Eine weitere Optimierung mag auch bei Änderungen von anderen Werten möglich sein. Die Schaltung wurde zwar im Verlauf wochenlanger Versuche mit verschiedenen Sprachen und Musikarten erstellt; es ist aber nicht ausgeschlossen, daß beim Endprodukt noch Vereinfachungen oder Verbesserungen möglich sind.

Entsprechende Versuche dürften jedoch nur sinnvoll sein, wenn man zumindest ab und zu genaue Funktionsüberprüfungen vornimmt. Geeignet dazu ist ein Signalgenerator, der einen Eingang für Amplitudenmodulation besitzt. Wenn man einen solchen Generator auf 1 bis 2 kHz betreibt und mit einer Frequenz von einigen Hertz stark übermoduliert, kann man den in *Bild 10* oben dargestellten Schwingungszug erhalten. Die Modulationsfrequenz wurde hier so eingestellt, daß die Abfallzeit der Hüllkurve etwa 10 ms betrug. Die Mittelspur in Bild 10 entspricht der Kollektorspannung von T 6, und man erkennt, daß dieser Transistor nach Feststellung der Pause leitend wird. Die untere Spur zeigt die Spannung am Kollektor von T 8 mit dem von dem raschen Signalrückgang ausgelösten Rauheitsimpuls.

In *Bild 11* wurde dem vorher verwendeten Eingangssignal (oben) eine schwache Wechselspannung anderer Frequenz zugemischt. Der Pausendetektor (Mitte) spricht nicht mehr an, ein Rauheitsimpuls (unten) wird jedoch noch erhalten, zwar mit geringerer Dauer, aber ausreichender Amplitude. *Bild 12* zeigt schließlich bei verringerter Geschwindigkeit der Zeitablenkung des Oszilloskops, einen langsameren Signalausklang (etwa 30 ms). Der Pausendetektor (Mitte) spricht an, am Rauheitsdetektor entsteht aber nur noch ein Impuls, dessen Amplitude zur Signalabblendung nicht mehr ausreicht.

Eine ideale Unterscheidung wird aber auch mit verbesserten Schaltungen nicht möglich sein. Bei Programmen mit Unterhaltungsmusik kommen in etwa 5 % der Zeit Musikstücke vor (Gesang mit leiser Gitarrenbegleitung, elektronische Musik mit „abgehackten" Klängen), die bis zu 20 % als Sprache gewertet und somit häufig unterbrochen werden. Andererseits werden auf laute Musik gesprochene Texte nicht als Sprache erkannt. Helfen kann man sich hier mit einem halbautomatischen Betrieb, indem man die Rauheitsempfindlichkeit zunächst mit P 2 soweit erhöht, daß das Gerät sperrt. Das darauffolgende Musikstück wird bei einer derartigen Einstellung vielleicht etwas verstümmelt wiedergegeben werden, man wird aber auf jeden Fall hören, daß wieder Musik da ist, und man kann dann P 2 wieder in seine Normallage bringen. Die Erfahrung zeigt, daß solche Empfindlichkeitsänderungen zwar nur selten notwendig sind, dann aber eine recht angenehme Möglichkeit darstellen.

Beobachtungen ergaben, daß die deutsche Sprache wie auch andere nordische und slawische Sprachen einen für die vorgesehene Anwendung recht guten „Rauheitsfaktor" haben. Weniger geeignet ist das Französische auf Grund seiner Wortbindungen. Bei den südeuropäischen Sprachen haben die häufigen Endvokale einen Rauheitseffekt, der auch bei sehr schnellem Sprechen noch gut brauchbare Ergebnisse liefert.

Senderseitige Möglichkeit

Viel einfacher wäre natürlich die Sprach- und Musikerkennung, wenn senderseitig dafür etwas getan würde. Vor mehreren Jahren hat es so etwas schon einmal gegeben – allerdings absolut unfreiwillig.

Bei einem Sender traten damals beim Überblenden von Mikrofon- auf Tonabnehmerverstärker Gleichspannungsänderungen auf, die offenbar auf verschiedene Speisespannungen der Verstärker zurückzuführen waren. Diese Änderungen erfolgten so langsam, daß sie nicht hörbar waren; ihre Übertragung durch Koppelkondensatoren zum Modulationsverstärker des Senders bewirkte jedoch Aus- oder Einbuchtungen des Trägers, wie sie in *Bild 13* skizziert sind. Da ihre Zeitkonstante größer war als die einer normalen Schwundregelung, ergaben sie Auslenkungen der Regelspannung, mit denen man unmittelbar ein Flipflop auslösen konnte, das dann die Sprachsperre steuerte. Leider dauerte die Freude nicht lange, denn der Sender bekam bald eine modernere Studioanlage ohne Gleichspannungsänderungen beim Überblenden.

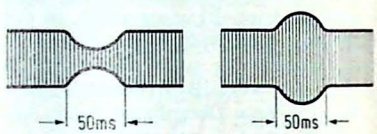


Bild 13. Durch diese Aus- und Einbuchtungen der Hüllkurve ermöglichte ein AM-Rundfunksender unfreiwillig eine recht einfache Sprache/Musik-Erkennung

Es wäre nicht nur denkbar, sondern auch recht einfach, so etwas beabsichtigt wiedereinzuführen. Im Empfänger genügte dann eine Abblendstufe und ein Flipflop.

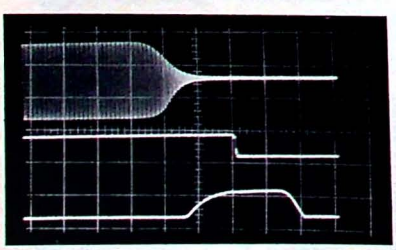


Bild 10. Reaktion des Pausen- (Mitte) und des Rauheitsdetektors (unten) auf ein schnell abklingendes Eingangssignal (oben)

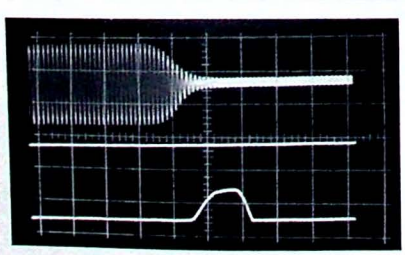


Bild 11. Wenn ein Grundgeräusch vorhanden ist, wird zwar keine Pause mehr erkannt, das schnelle Abklingen kann aber noch vom Rauheitsdetektor ausgewertet werden (unten)

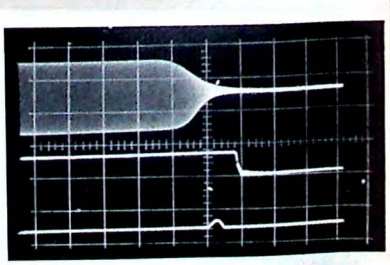


Bild 12. Bei langsamem Ausklingen arbeitet nur noch die Pausenerkennung einwandfrei (Mitte)

Ing. (grad.)
Heinrich Siggemann

Die Digitalfunkfernsteuerung mit Pulslängenmodulation hat sich zum Standard entwickelt, da sie, was den Aufwand betrifft, wohl kaum Konkurrenz hat. Ein entscheidender Nachteil ist jedoch die Störanfälligkeit der Funkstrecke durch Fremdeinflüsse, ob diese nun durch die allgemeine Überlastung des Fernsteuerbandes bedingt sind oder durch die Störstrahlung (Motoren) im Modell selbst erzeugt werden.

PCM-Funkfernsteuerung für Flug- und Schiffsmodelle 1.Teil

Als Gegenmaßnahmen hat man die Senderausgangsleistung (zur Zeit über 1 W) immer weiter erhöht und das 35-MHz-Band zusätzlich exklusiv für den Modellflug freigegeben. Einen möglichen Weg aus dieser Sackgasse bietet ein PCM (Pulscodemodulation)-System, das im folgenden beschrieben werden soll. Allerdings sind zum Nachbau außer ausreichenden Meßmöglichkeiten (Trigger-Oszillograf, Frequenzzähler) auch einige Erfahrungen in der Digital- und Hf-Technik unbedingt erforderlich.

Die PCM benötigt nur ca. 10 % des Frequenzbandes herkömmlicher Anlagen, so daß ein frequenzmodulierter Hilfsträger verwendet werden kann. Die Störabstandsverbesserung durch die FM und die regenerierende Wirkung der PCM senken die Fehlerquote etwa um den Faktor 10.

Die Funktionsweise

Bei der Pulscodemodulation (PCM) werden die Stellungen der Steuerknüppel binär codiert, nacheinander (zeitmultiplex) zum Empfänger übertragen und hier wieder in ihre ursprüngliche Analogform zurückverwandelt. Die wichtigsten Schritte sind: Abtasten der Kanäle, Speichern, Quantisieren, Codieren, Modulieren, Senden, Empfangen, Demodulieren, Decodieren, Trennen der Kanäle, Speichern.

Ein PCM-Übertragungssystem ist in *Bild 1* dargestellt. Der Multiplexer tastet im festen Zyklus die Kanäle ab. Nach dem Abtasttheorem von Shannon muß eine Sinusschwingung mindestens zweimal pro Periode abgetastet werden, um sie auf der Empfangsseite wiedererkennen zu können. Wenn als höchste Steuergeschwindigkeit zwei Hinundher-Bewegungen des Steuerknüppels pro Sekunde angenommen werden, müßte viermal pro Sekunde abgetastet werden. Ein Zyklus wurde im Mustergerät auf 192 ms festgelegt.

Die analoge Information speichert ein Kondensator. Die Spannung an diesem Kondensator stellt die Information in pulsamplitudenmodulierter Form (PAM) dar. Ohne diesen Speicher können Bewegungen des Steuerknüppels während des Codierens zu Verstümmelungen führen, was die Fehlerquote heraufsetzen würde. Die Quantisierung und Codierung wird bei PCM-Anlagen in der Regel in einem Schritt durchgeführt, hier aber zum besseren Verständnis voneinander getrennt.

Da die Ungenauigkeit der Steuerknüppel, die Getriebeluft der Servos und die Lagerluft des Rudergestänges schon einen erheblichen mechanischen Fehler verursachen, ist es sinnvoll, bei der Quantisierung eine Toleranz etwa gleicher Größenordnung zuzulassen. In der hier beschriebenen Anlage wurde die Auflösung auf 32 Schritte begrenzt, was einer 5stelligen Binär-Zahl entspricht. Die Quantisierungskennlinie wurde linear gewählt.

Die Codierung erfolgt nach der Iterationsmethode mit Bezugsspannungen (Normalen), deren Größen sich wie $2^0 : 2^1 : 2^2 : 2^3 : 2^4$ verhalten. Nacheinander werden diese Normale, mit dem größten beginnend, mit dem zu codierenden Wert verglichen und, falls sie zusammen mit eventuellen Vorgängen größer als der zu codierende Wert sind, jeweils wieder zurückgestellt. Die verbleibenden Normale ergeben das Codezeichen. Das Codewort (*Bild 2*) für einen Kanal besteht hier aus 8 Schritten von jeweils 3 ms Länge. Es beginnt mit einem Synchronimpuls von 1,5 ms Dauer. Da er sich durch seine Länge von allen anderen Schritten unterscheidet, kann er vom Empfänger leicht gefunden werden. Um den Synchronimpuls aber erkennen zu können, muß er immer in der entgegengesetzten Polarität gesendet werden wie der vorhergehende Schritt. Da der Synchronimpuls durch seine Länge identifiziert wird, ist er auf dem Funkweg am meisten gefährdet, so daß besondere Vorkehrungen im Empfänger getroffen werden müssen.

Der zweite Schritt (1B...8B) kennzeichnet den Anfang eines Zyklus. 1B wird als „1" und 2B...8B als „0" gesendet. Die Schritte C...G beinhalten das Codezeichen für einen Proportionalkanal. Schritt C, also die höchste Wertigkeit in der 5stelligen Binärzahl, wird invertiert gesendet. Würden durch Störungen nur „0" oder „1" empfangen, wertet der Empfänger dies als „16" bzw. „15" aus, was in jedem Fall eine Neutralstellung der Servos bedeutet. Ein Flugmodell würde also nicht abstürzen, sondern einfach geradeaus fliegen. Der freie Schritt H und die Schritte C bis G können an Stelle eines Propkanals für Digitalkanäle genutzt werden.

Das PCM-Signal ist für die direkte Übertragung auf dem Funkweg wenig geeignet. Da die Bandbreite des Digitalsignals nur etwa 200 Hz beträgt, andererseits beim Empfänger aber etwa 3 kHz zur Verfügung stehen, bietet sich die Verwendung eines frequenzmodulierten Hilfsträgers an. Im Mustergerät wurde dafür eine Frequenz von 1,4 kHz für die „0" und von 2,6 kHz für die „1"

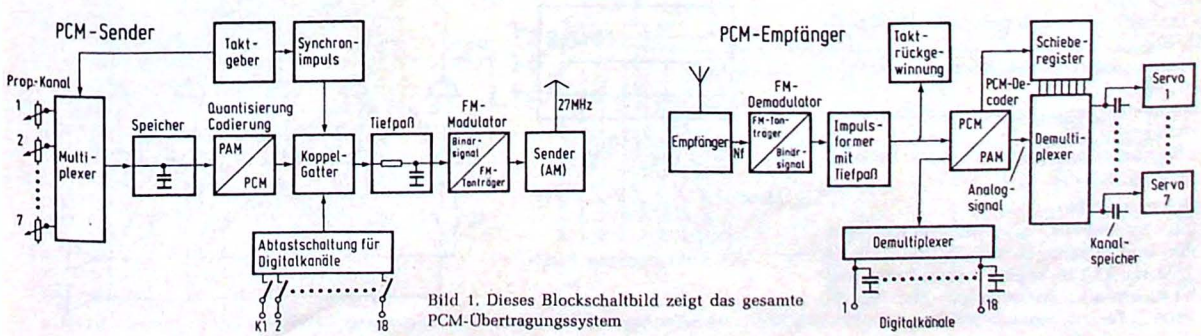
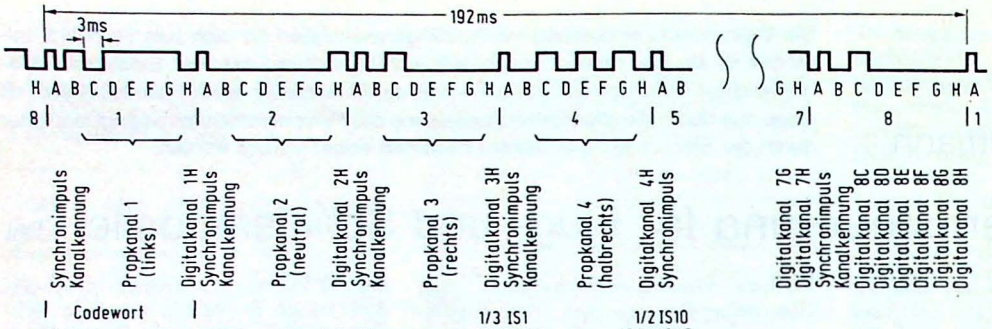


Bild 1. Dieses Blockschaltbild zeigt das gesamte PCM-Übertragungssystem



◀ Bild 2. Die Reihenfolge der übertragenen Bits ist in diesem Impulsdiagramm dargestellt

gewählt. Gegenüber AM ergibt sich dabei eine Verbesserung des Störabstands von etwa 10 dB. Eine PCM-Strecke arbeitet bei Binärübertragung mit 14 dB Geräuschabstand noch praktisch störungsfrei. Insgesamt reicht daher am Empfängerausgang ein Geräuschabstand von 14 dB – 10 dB = 4 dB aus. Dieser günstige Wert kann bei den heute verwendeten Digitalfunkfernsteuerungen mit Pulslängenmodulation bei weitem nicht erreicht werden. Sehr günstig ist in diesem Zusammenhang auch die Verwendung einer PLL-Schaltung.

Der Taktgenerator im Empfänger wird im Abstand von 8 Schritten durch den Synchronimpuls nachgeregelt. Es reicht aus, wenn jeder dritte Synchronimpuls richtig erkannt wird.

Die einzelnen Bits werden in ihrer Mitte abgetastet und in einem Schieberegister von Serien- in Parallelinformation umgewandelt. Zur Konvertierung in Analogwerte dient eine Widerstandsmatrix. Der Schritt B wird durch ein besonderes Schieberegister, das den Demultiplexer steuert, geschoben. Der Demultiplexer seinerseits schaltet das Analogsignal nacheinander zu den Kanalspeichern durch. Ähnlich werden die Bits der Digitalkanäle über einen

Technische Daten der PCM-Fernsteuerung

Abtastfrequenz: 5 Hz
Auflösung: $2^5 \triangleq 32$ Schritte
Übersprechen zwischen 2 benachbarten Kanälen: 50 dB
Quantisierungskennlinie: linear
Schrittgeschwindigkeit: 333 bit/s
Kanalzahl: 7 Proportionalkanäle, 13 Digitalkanäle oder
Kanalzahl: 6 Proportionalkanäle, 18 Digitalkanäle
Übertragungscode: FM-Tonträger 2000 Hz + 600 Hz
Minimaler Geräuschabstand am Empfängerausgang: 4 dB
Minimale Eingangsspannung am Decodereingang: 400 mV

Bezugsquelle

Alle Spezialteile, wie Kreuzknüppel, Sender- und Empfänger-Hf-Teile (Bausätze TX 1/72 und RX 129) können von der Firma Reuter-Elektronik, Artlenburger Str. 32...34, 2400 Lübeck 1, bezogen werden.

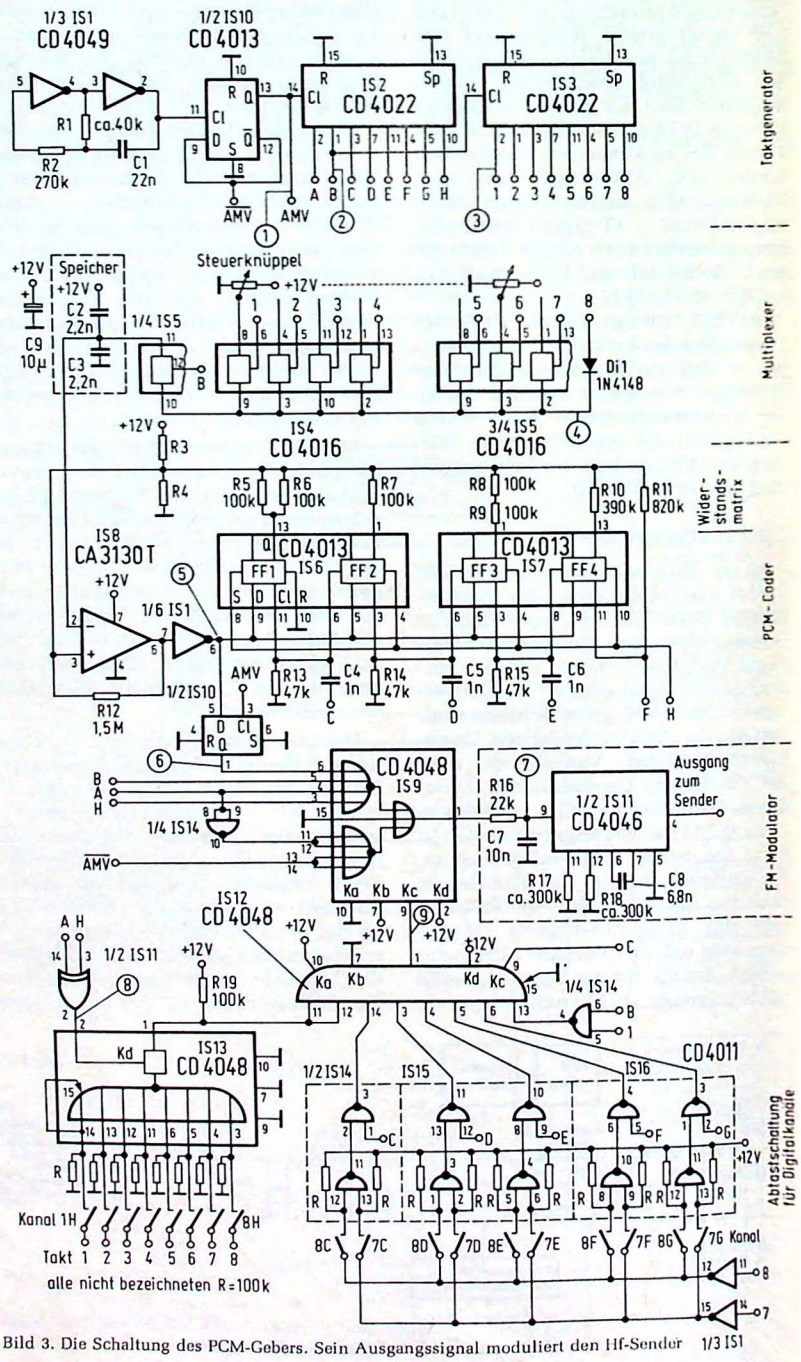


Bild 3. Die Schaltung des PCM-Gebers. Sein Ausgangssignal moduliert den Hf-Sender 1/3 IS1

Demultiplexer auf die entsprechenden Kondensator- und Flipflop-Speicher verteilt.

Ein Proportionalkanal läßt sich im Empfänger auch digital weiterverarbeiten. Dies hat dann Vorteile, wenn das Proportionalsignal auch Schaltkriterien enthält. Im Binärsignal stecken in codierter Form z. B. Befehle für das Umpolen von Vorwärts- auf Rückwärtsfahrt und das Überbrücken des Leistungsteils in einem Fahrtregler bei Vollgas mit einem Relais. Sie lassen sich in einfacher Weise mit einem Gatter aus dem PCM-Signal ableiten.

Die Schaltung

Die Digitalteile in Sender und Empfänger sind mit CMOS-IS aufgebaut. Diese Technologie reduziert die Leistungsaufnahme auf ein Minimum und stellt keine besonderen Anforderungen an die Stabilität der Versorgungsspannung. Die Fernsteueranlage kann mit 7 Proportional- und 13 Digitalkanälen oder 6 Proportional- und 18 Digitalkanälen betrieben werden.

Der Sender (Digitalteil)

Bild 3 zeigt die Schaltung des PCM-Gebers. Der astabile Multivibrator (IS 1) im Taktgenerator ist trotz seiner Einfachheit sehr frequenzstabil. Um eine genau symmetrische Rechteckkurve zu bekommen, wird die Frequenz von 666 Hz mit einem Flip-Flop (IS 10) auf 333 Hz geteilt.

IS 2, ein Zähler mit 8 decodierten Ausgängen, erzeugt die Steuerimpulse für den PCM-Coder, für die Abtastschaltung der digitalen Kanäle und über IS 3 auch für den Multiplexer. Dieser besteht aus 7 CMOS-Analogschaltern, die die Potentiometer der Steuerknüppel nacheinander abtasten. Dies geschieht hochohmig, so daß Übergangswiderstände zwischen Widerstandsbahn und Schleifer keine Rolle spielen.

Die Spannungswerte der Kanäle werden durch einen weiteren Schalter während des Taktes „B" in C2 und C3 eingespeichert. Die Aufteilung auf zwei Kondensatoren verhindert fehlerhafte Codierungen durch Schwankungen der Versorgungsspannung. Bleibt ein Kanaleingang offen, so ändert sich die Ladung auf C2 und C3 nicht. Der vorhergehende Kanal wird also wiederholt, so daß im Empfänger zwei Servos an einem Kanal betrieben werden können.

Sollen statt eines Proportionalkanals 5 Digitalkanäle übertragen werden, muß man den entsprechenden Eingang an Plus legen. Die 8. Kanalgruppe wird durch die Diode Di 1 während des Taktes „8" mit Plus verbunden, da diese Gruppe nur digital genutzt wird. In der Ausgangslage sind im PCM-Coder das Flip-Flop 1 auf „1" und die Flip-Flops 2...4 auf „0" gesetzt. Die Spannung der Widerstandsmatrix wird im Operationsverstärker IS 8, der durch R 12 als Schmitt-Trigger arbeitet, mit der gespeicherten Spannung von C2/C3 verglichen. War die Matrixspannung zu hoch, wird FF1 durch den Takt „C" auf „0" zurückgesetzt, war sie zu niedrig, wird es auf „1" belassen.

Am Ausgang des Operationsverstärkers erhalten wir das Signal also schon in binär codierter Form. Da aber seine Ausgangsspannung auch während eines Taktes von einem Zustand in den anderen springen kann, wird das Signal erst am Ende eines jeden Schrittes in ein zusätzliches Flip-Flop (IS 10) gespeichert.

Der Spannungshub der Steuerknüppel muß jetzt noch dem der Widerstandsmatrix angepaßt werden. Dazu dienen R 3 und R 4.

Das Impulsdiagramm in Bild 2 zeigt das PCM-Signal am Ausgang von IS 9. Das obere Nor-Gatter wird während der Takte „A", „B" und „H" gesperrt. Ein Nor-Gatter erzeugt während des Taktes „A" den 1,5 ms dauernden Synchronimpuls. Schritt C des PCM-Signals muß immer invertiert gesendet werden. Takt „C" geht zu diesem Zweck auf den Programmiereingang von IS 12. Dadurch wird für diese Zeit aus dem UND-Gatter ein NAND-Gatter. Ebenso wird IS 9 umprogrammiert und damit Schritt C invertiert.

Statt der 5 Bit eines Proportionalkanals kann man jeweils 5 digitale Kanäle übertragen. Die 7. Kanalgruppe kann wahlweise proportional oder digital, die 8. Kanalgruppe nur digital genutzt werden. Den nicht verwendeten Proportionalkanal verbindet man dazu am Eingang des Multiplexers mit Plus. Am Ausgang von IS 9 erscheint ein betätigter Digitalkanal als „1".

Mit dem PCM-Signal wird der Tonhilfsträger frequenzmoduliert. Die Bandbegrenzung durch R16/C7 verhindert, daß die PLL-Schaltung im Empfänger ausrastet. Als FM-Modula-

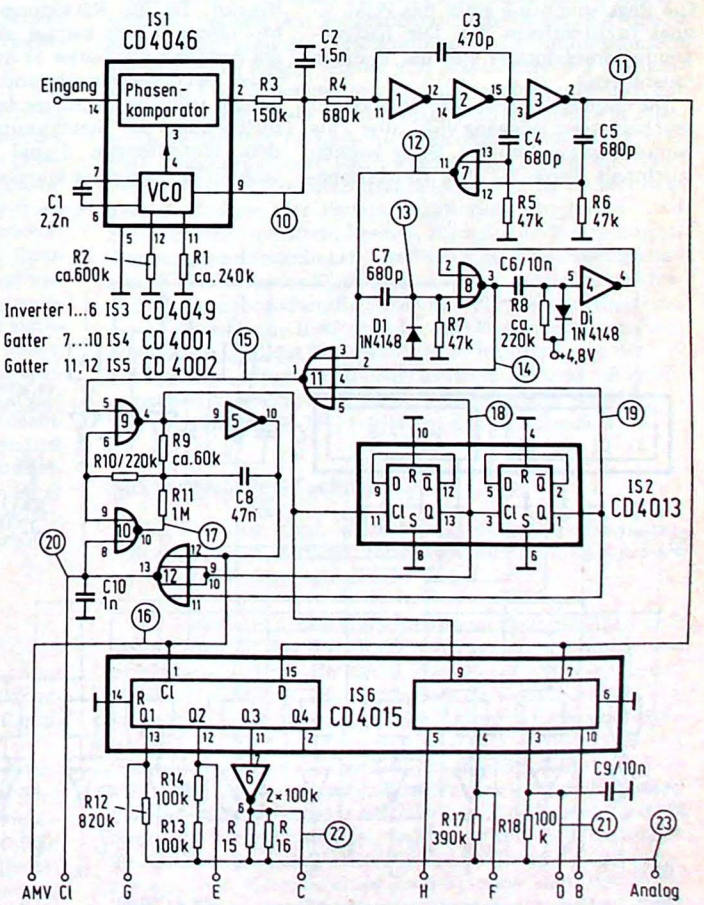


Bild 4. Auch der PCM-Decoder ist ausschließlich mit CMOS-IS aufgebaut

tor wird der spannungsgesteuerte Oszillator einer PLL-Schaltung (IS 11) verwendet. Die Ausgangsfrequenz wird durch das Binärsignal zwischen 1,4 kHz und 2,6 kHz umgetastet.

Die Hf-Baugruppe in Sender und Empfänger

Als Sender wurde ein fertiges Modul verwendet, das die Firma Reuter liefert. Es enthält einen zweistufigen, quarzgesteuerten 27 MHz-Sender mit AM-Modulationsverstärker. Von der gleichen Firma ist auch ein geeigneter Superhet-Empfänger lieferbar.

Der PCM-Decoder

Die Schaltung des PCM-Decoders zeigt *Bild 4*. Zur Demodulation des frequenzmodulierten Hilfsträgers im Empfänger wird eine PLL-Schaltung (IS 1) benutzt. Ein solches System besteht aus einem Phasenkomparator, einem Tiefpaß (R3/C2) und einem spannungsgesteuerten Oszillator (VCO), die zusammen eine Regelschleife bilden. Der VCO wird gezwungen, auf die Frequenz des Eingangssignals einzurasten. Die Regelspannung stellt das PCM-Signal in Binärform dar. Der nachfolgende Impulsformer soll die Flanken versteilern.

Die Flanken werden differenziert und erscheinen am Ausgang von Gatter 7 als kurze negative Impulse. Diese werden nochmals durch C7 und R7 differenziert. Mit der positiven Flanke wird das Monoflop aus den Gattern 4 und 8 getriggert. Da die Rückkippzeit dieses Monoflops 2,2 ms beträgt, erscheinen am Ausgang von Gatter 11 nur die Impulse, bei denen der Abstand zum Vorgänger weniger als 2,2 ms betrug. Dadurch kann der Synchronimpuls aus dem eintreffenden Signal selektiert werden. Der Synchronimpuls kann aber nur durchkommen, wenn er zur richtigen Zeit eintrifft, da das Gatter 11 während der übrigen Zeit durch die beiden zusätzlichen Eingänge gesperrt wird. Ein durch Störungen vorgetäuschter Synchronimpuls wird daher unterdrückt.

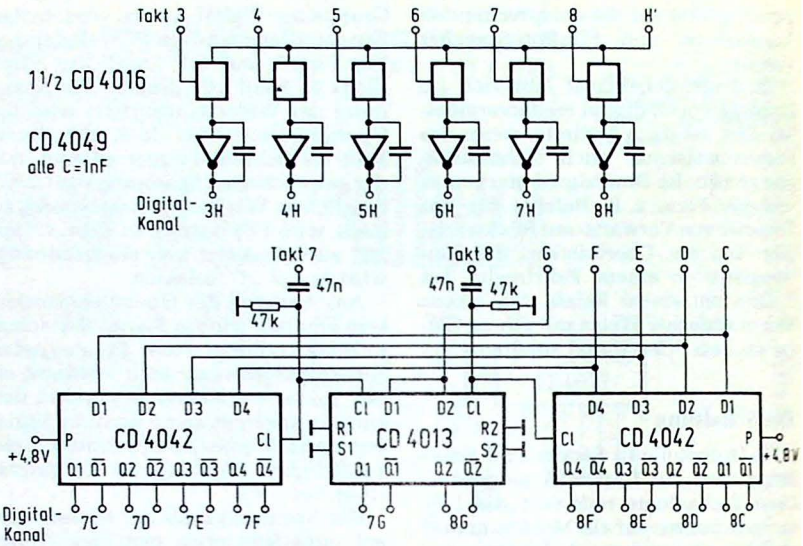


Bild 6. Diese Schaltung dient zur Zwischenspeicherung während der Dauer eines Zyklus, bis das nächste Analogsignal für den jeweiligen Kanal eintrifft

Der astabile Multivibrator aus den Gattern 5 und 9 schwingt auf 167 Hz (6 ms Periodenlänge). Im nicht synchronisierten Zustand wird der Schritt „H" von 3 auf 3,5 ms verlängert. Bei Synchronisation wird dieser Schritt durch Gatter 11 auf 3 ms verkürzt und damit der Gleichlauf mit dem Sender erreicht. Würde jeder zweite Synchronimpuls ausfallen, erfolgte die Abtastung der einzelnen Bits des PCM-Signals nicht in der Mitte, sondern 0,5 ms später. Da die Länge eines Bits aber 3 ms beträgt, ist die richtige Erkennung noch gewährleistet. Das System ist also gegen einen gewissen Prozentsatz vorgetäuschter und fehlender Synchronimpulse geschützt.

Das PCM-Signal wird durch ein 2 x 4stufiges Schieberegister (IS 6) von Serien- in Parallelform umgewandelt. Die Schritte B bis H stehen während des Taktes „H" an den entsprechend bezeichneten Ausgängen zur Verfügung. Da Schritt C im Sender invertiert wurde, muß er hier ebenfalls invertiert werden. Die Widerstandsmatrix (R12...R18) wandelt den Binärcode in Analogwerte um.

Der Demultiplexer

Bild 5 zeigt die Demultiplexer-Schaltung. Der Schritt B wird in der ersten

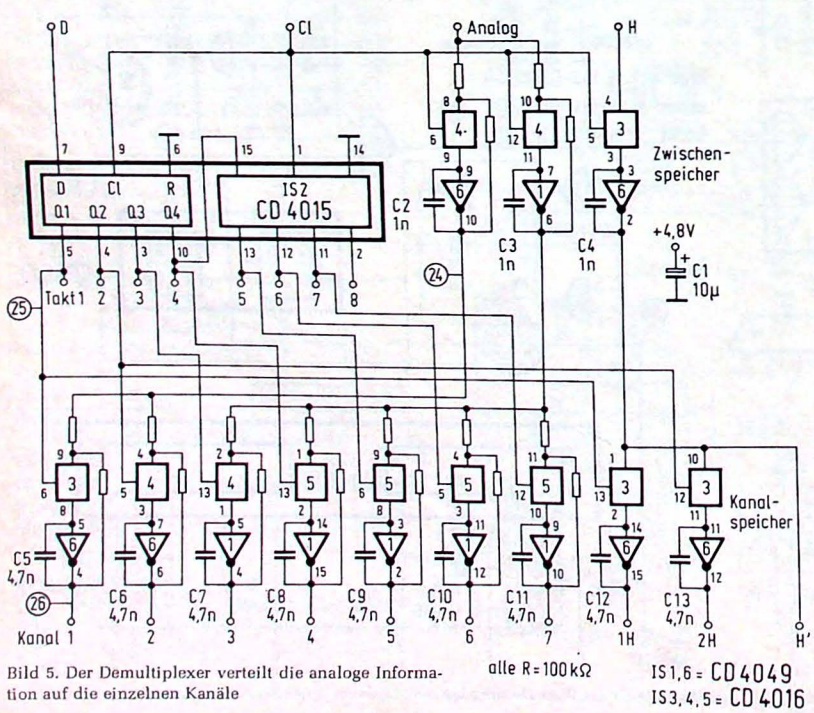


Bild 5. Der Demultiplexer verteilt die analoge Information auf die einzelnen Kanäle

Harald Bichler

Das hier beschriebene Gerät macht einen preiswerten Taschenrechner als „Zentraleinheit" verwendbar und kann damit universell als Wecker, Schaltuhr, Zähler und Stoppuhr eingesetzt werden. Beim letztjährigen FUNKSCHAU-Preis gewann der Autor damit einen Preis in Höhe von 500 DM.

Taschenrechner als Schaltuhr und Zähler

Arbeitsweise

Das Mustergerät arbeitet mit dem Quelle-Rechner Privileg 85, der über eine Konstantenfunktion verfügt. Man braucht deshalb nur die gewünschte Zeit in Sekunden einzugeben und die Tasten „–" und „1" zu drücken. Wird nun in Sekundenabständen die „="-Taste betätigt, so erniedrigt sich der angezeigte Wert jedesmal um eins, bis er null erreicht. In dieser Funktion arbeitet der Rechner als Wecker oder als Schaltuhr, je nachdem, ob ein Läutwerk oder ein Relais bei Erreichen der Null ausgelöst wird.

Drückt man, von Null ausgehend, die Tasten „+" und „1", so erhöht sich jedesmal der Anzeigenstand um eins. Der Rechner arbeitet jetzt als Zähler oder Soppuhr, je nachdem, ob die „="-Taste durch externe Impulse, die gezählt werden sollen, oder durch intern erzeugte Sekundenimpulse überbrückt wird.

Aus den angegebenen Funktionen ergeben sich die fünf wichtigsten Baugruppen dieses Zeit-Computers:

- ein Taschenrechner, der über die Konstantenfunktion verfügt;
- ein Decoder, der den Nullzustand der Anzeige erkennt;
- eine netzsynchrone Teilerkette, die Sekunden- und Zehntelsekundenimpulse erzeugt;
- ein Flipflop, das Start und Stop von Teilerkette und Signalgeber steuert und
- ein Signalgeber in Form eines Lautsprechers und eines Triacs, der beliebige netzbetriebene Geräte einschaltet.

Einzelheiten der Schaltung

Die Teilerkette wird durch die 50-Hz-Wechselspannung gesteuert, die an der Sekundärseite des Netztrafos abgeonommen wird (*Bild 1*). Durch Brückengleichrichtung entstehen 100-Hz-Impulse, die mit den als Schmitt-Trigger geschalteten Gattern G 7 und G 8 in Rechteckschwingungen umgewandelt werden. Diese triggern die beiden in Reihe geschalteten Dezimalzähler, an deren Ausgängen dann über S 2 wahlweise Sekunden- und Zehntelsekundenimpulse zur Verfügung stehen. Durch sie oder durch extern über Bu 1 zugeführte Impulse wird T 2 gesteuert, der bei Massepotential an der Basis die Anschlüsse 23 und 7 der Rechner-IS miteinander verbindet und damit die Funktion der „="-Taste ausführt.

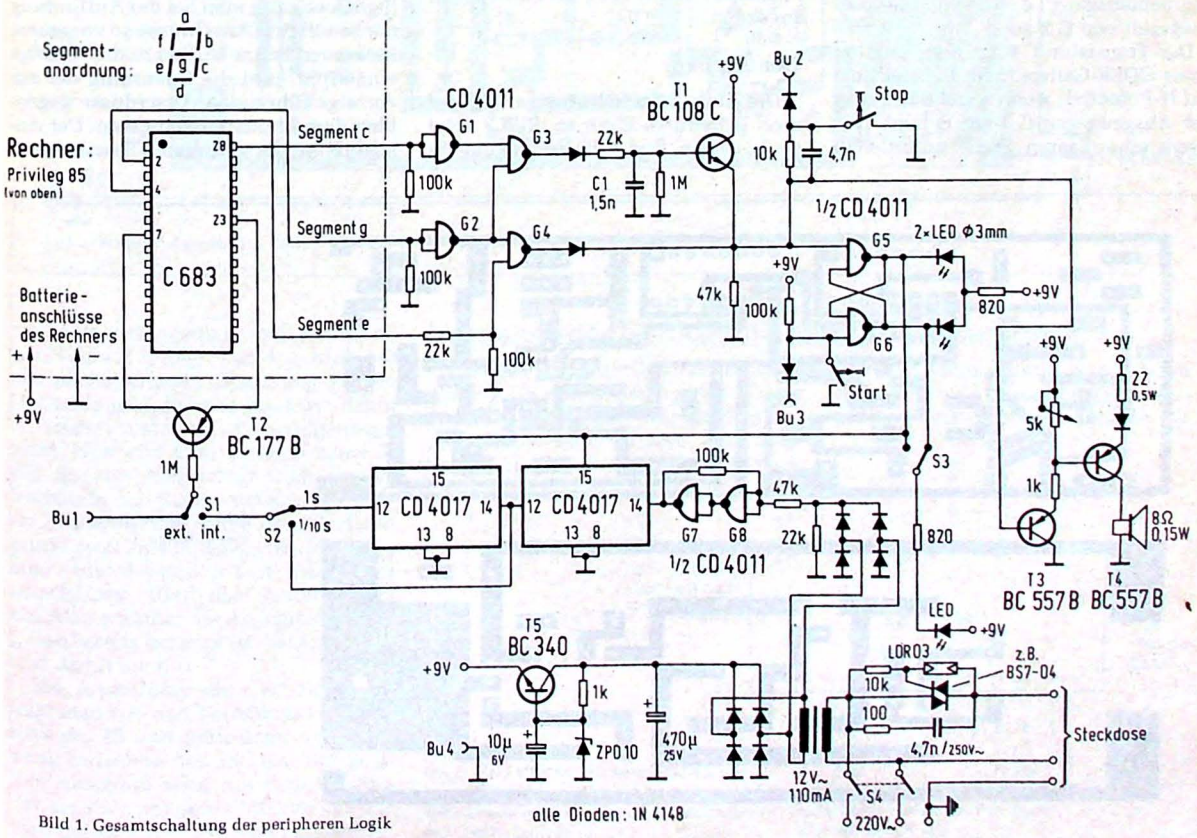


Bild 1. Gesamtschaltung der peripheren Logik

Die Siebensegmentausgänge c, g und e des Rechners werden dem Decoder mit G 1...G 4 und T 1 zugeführt. Da der Rechner im Multiplexbetrieb arbeitet, d. h. die in der Anzeige stehenden Ziffern periodisch und zeitlich nacheinander an den Siebensegmentausgängen erscheinen, genügt es nicht, einfach die Null zu decodieren, da sonst bei jedem Betrag, der die Ziffer Null enthält, der Zählvorgang angehalten würde. Der Nullzustand der Anzeige wird vielmehr daran erkannt, daß unmittelbar auf eine „leere" Stelle eine Null folgt.

Zur Erkennung der leeren Stelle genügt es zu wissen, daß die Segmente c und g beide nicht leuchten (die entsprechenden Rechnerausgänge führen in diesem Fall Massepotential). Die Ausgänge von G 1 und G 2 liegen dann auf H-Potential und G 3 somit auf L-Potential. Die auf G 3 folgende RC-Kombination sorgt dafür, daß dieses Potential nur bei genügend lang anhaltendem L-Pegel zur Basis von T 1 gelangt. Sonst würden auch die kurzen Umschaltzeiten zwischen den einzelnen Ziffern als Leerstelle erkannt.

Die Null wird dadurch decodiert, daß das Segment e leuchtet, Segment g aber nicht. Der Ausgang von G 4 liegt dann auf L-Pegel. (Der Spannungsteiler am Segmentausgang e gleicht die Anstiegszeit von G 2 aus.)

Der Transistor T 1 hat die Funktion eines ODER-Gatters. Sein Emitter liegt auf H-Potential, wenn seine Basis oder der Ausgang von G 4 auf H liegt. Nur wenn einer leeren Stelle unmittelbar eine Null folgt, liegt sowohl G 4 wie auch die Basis (für die Dauer der Aufladung von C 1) auf L-Potential, so daß auch der Emitter für kurze Zeit L-Potential führt.

Die in diesem Fall mit der Multiplexfrequenz am Flipflop (G 5 und G 6) eintreffenden negativen Impulse kippen das Flipflop um und stoppen dadurch die Teilerkette. Außerdem wird nun mit einer LED ein Fotowiderstand beleuchtet, der den Triac in der Netzleitung zündet. Der Triac verbindet die im Gerät eingebaute Steckdose mit dem 220-V-Netz. Mit S 3 kann gewählt werden, ob die an die Steckdose angeschlossenen Verbraucher während der Start- oder während der Stopp-Phase eingeschaltet sind. Als akustischer Signalgeber dienen die eintreffenden Impulse, indem sie, mit T 3 und T 4 verstärkt, auf einen Lautsprecher gegeben werden. Die Lautstärke ist mit einem Potentiometer einstellbar.

Erneut gestartet wird der Zählvorgang durch Drücken der Starttaste oder durch einen negativen Impuls an der Buchse Bu 3. Gestoppt werden kann er außer durch den Nullzustand der Anzeige auch noch durch die Stoptaste oder durch einen negativen Impuls an Bu 2. Die Start- und Stoppzustände des Flipflops werden mit zwei LED optisch angezeigt.

Der Aufbau

Der Aufbau der Schaltung erfolgt auf zwei getrennten Platinen; *Bild 2* zeigt die Lötseiten, *Bild 3* die Bestückung. Es ist darauf zu achten, daß der Fotowiderstand durch die LED gut ausgeleuchtet wird. Der Triac wird auf der Kupferseite der Platine 1 montiert und läßt Verbraucher bis zu 1 kW ohmscher Last zu. Es können natürlich auch stärkere oder schwächere Triacs eingesetzt werden.

Der Rechner kann auf der Alu-Frontplatte eines Pultgehäuses z. B. mit vier aufgeklebten Druckknöpfen befestigt und durch Flachbandkabel und Mehrfachsteckverbindung mit der übrigen Schaltung verbunden werden. Dadurch ist er leicht abzunehmen und als normaler Rechner verwendbar.

Als Hinweis sei noch angefügt, daß man eine etwas einfachere und billigere Version aufbauen kann, wenn man auf die universelle Anwendbarkeit verzichtet. So kann beispielsweise je nach Anwendungsfall einer der beiden Signalgeber weggelassen werden. Auch der zweite Dezimalzähler ist entbehrlich, wenn man nur mit Zehntelsekunden arbeitet.

Verwendung anderer Rechner

Die Weckschaltuhr arbeitet natürlich nicht nur mit dem Privileg 85, sondern mit jedem 9-V-Rechner, der über die Konstantenfunktion verfügt. Ist ein Datenblatt der betreffenden IS nicht verfügbar, so kann man bei der Auffindung der benötigten Anschlüsse so vorgehen: Es werden lauter Nullen in die Anzeige eingetippt, und die Spannung der zur Anzeige führenden Anschlüsse gegenüber dem Minuspol gemessen. Der Anschluß mit der geringsten Spannung ist

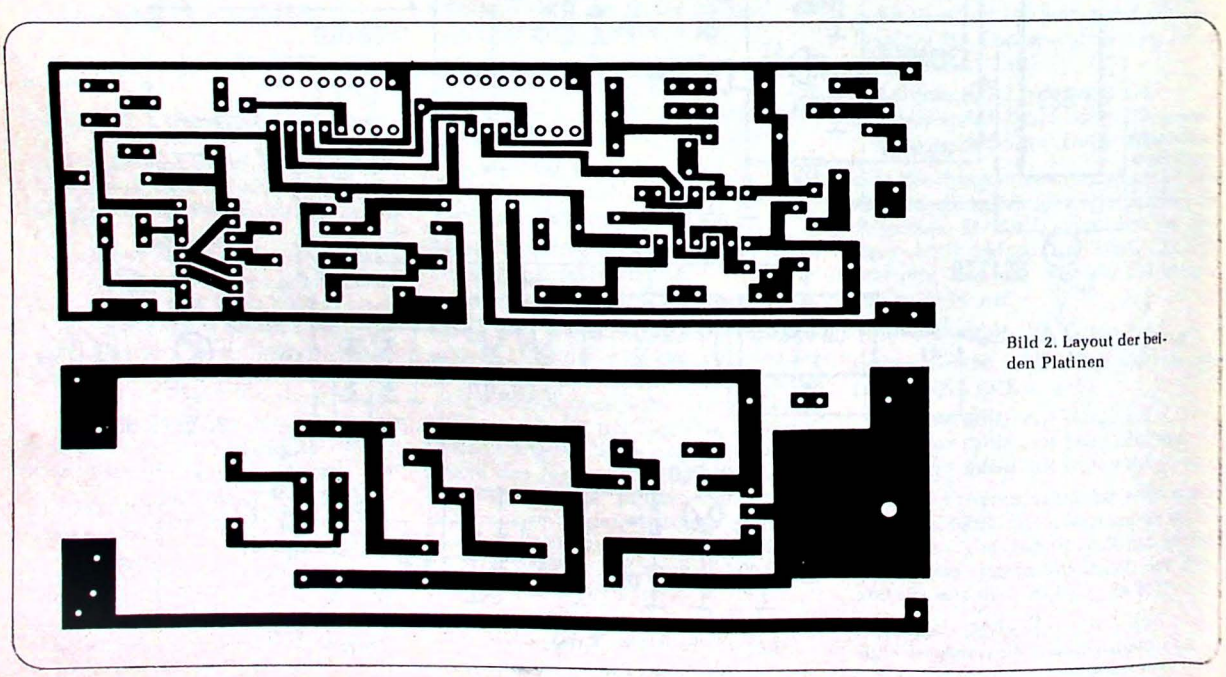


Bild 2. Layout der beiden Platinen

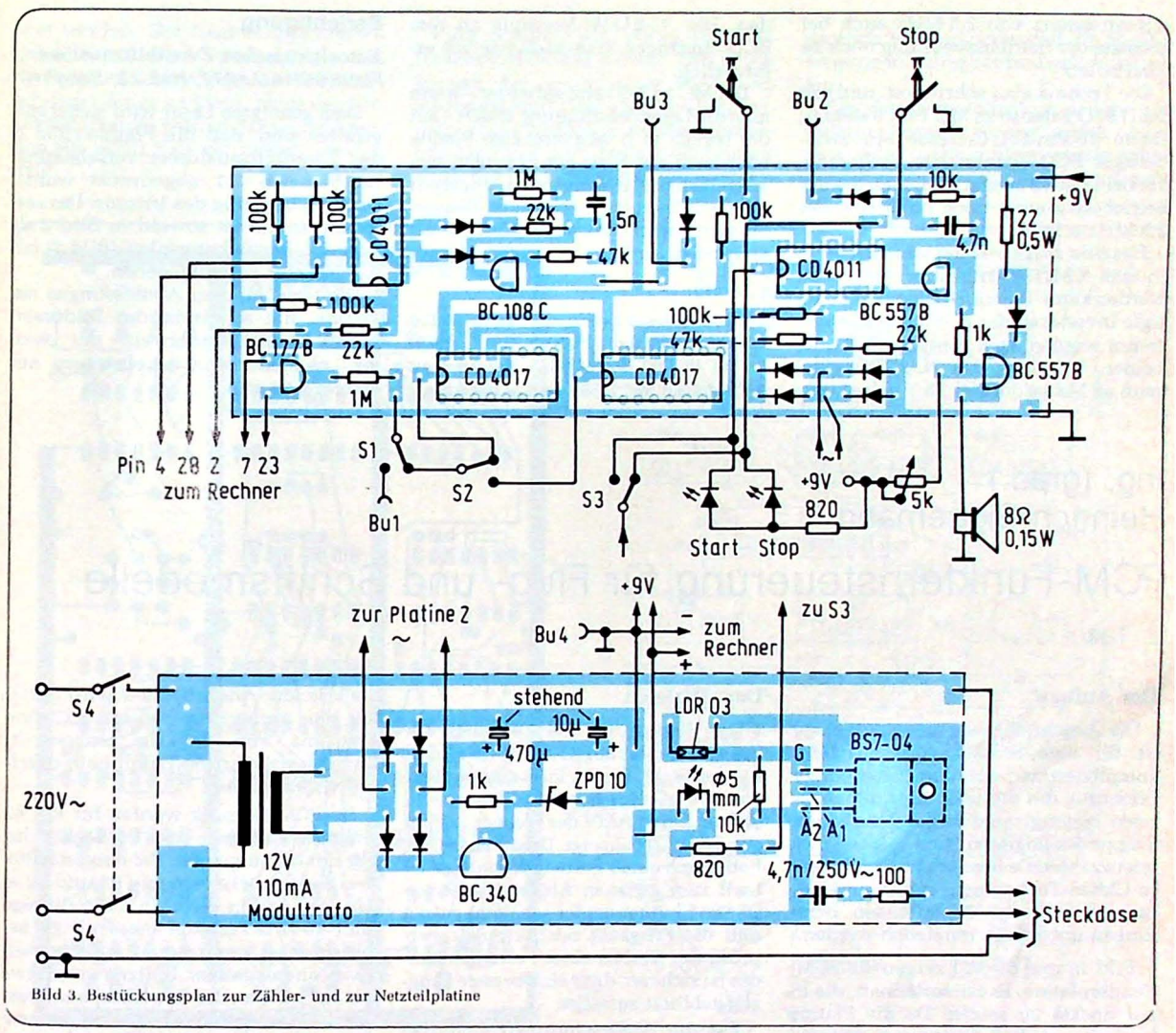


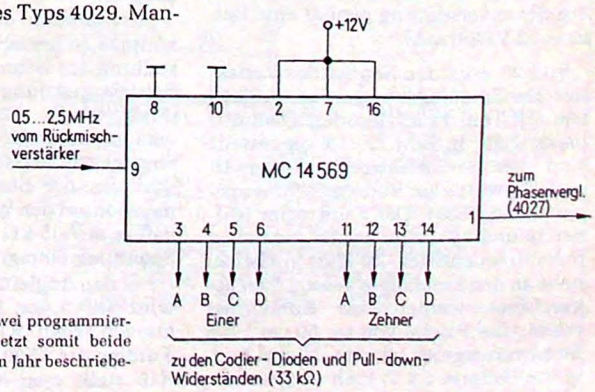
Bild 3. Bestückungsplan zur Zähler- und zur Netzteilplatine

der Segmentausgang g, da dieser bei einer Null auf L liegt. Der Anschluß mit der nächsthöheren Spannung ist der Dezimalpunkt. Er wird markiert, damit er später nicht zu Verwechslungen führt. Nun gibt man lauter Neunen in die Anzeige und erhält nach obigem Verfahren den Segmentausgang e. Lauter Zweien liefern außer dem Dezimalpunkt zwei Anschlüsse, von denen der eine c und der andere f ist. Um dies zu entscheiden, tippt man lauter Dreien ein. Man erhält so die Anschlüsse e und f. Da e bereits bekannt ist, hat man nun f und damit auch c.

Die Anschlüsse der „="-Taste verfolgt man von den Tastenkontakten zurück zur IS und mißt dann die Spannung zwischen den IS-Pins. Der positive Anschluß wird mit dem Emitter, der negative mit dem Kollektor von T 2 verbunden.

Verbessertes 80-Kanal-Handfunksprechgerät

Das in [1] ausführlich besprochene 2-m-FM-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer verwendete im programmierbaren Teiler der PLL-Schaltung zwei IS des Typs 4029. Manche Nachbauer hatten damit Schwierigkeiten, weil einige IS nicht schnell genug waren, um die höchste Rück-



Die IS MC 14569 enthält zwei programmierbare BCD-Zähler und ersetzt somit beide 4029 in dem vor etwa einem Jahr beschriebenen CMOS-Synthesizer

mischfrequenz von 2,5 MHz auch bei absinkender Betriebsspannung noch zu verarbeiten.

Die Technik aber schritt fort, und mit dem CMOS-Baustein MC 14569 steht in einem 16-Pin-DIL-Gehäuse ein zweistelliger BCD-Counter zur Verfügung, der beide 4029 ersetzt und auch bei 8 V Betriebsspannung noch ohne weiteres 2,5 MHz schafft.

Das *Bild* zeigt, wie der neue Baustein in den CMOS-Synthesizer eingesetzt werden kann. Der nun nicht mehr benötigte Inverter in der IS 4011 muß abgetrennt werden, sein Eingang (bzw. die beiden Eingänge des NAND-Gatters) muß an Masse oder an 12 V gelegt werden. Die 33-kΩ-Widerstände an den BCD-Eingängen sind nach wie vor erforderlich.

Der MC 14569 kann entweder – wenn man die Leiterbahnführung ändert – auf der bereits in [1] abgedruckten Platine oder auch auf einer entsprechend neu ausgelegten Platinenversion eingebaut werden, die von der Fa. Frank, Wasserburger Landstr. 120, 8000 München 82, vertrieben wird. H. Feichtinger

Literatur

[1] 2-m-Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer. FUNKSCHAU 1976, Heft 18, und 1977, Heft 2

[2] Datenblatt MC 14569 der Fa. Motorola

Berichtigung

Fotoelektrischer Zweitblitzauslöser
FUNKSCHAU 1977, Heft 23, Seite 1101

Dem geneigten Leser wird sicher aufgefallen sein, daß die Platine (Bild 2) des Zweitblitzauslösers versehentlich im Maßstab 2:1 abgedruckt wurde. Doch nicht genug des Irrtums: Das Leiterbahnenbild ist sowohl in Bild 2 als auch im Bestückungsplan (Bild 3) höhenverkehrt wiedergegeben.

Die tatsächlichen Abmessungen der Platine, die schon in der Bildunterschrift bezeichnenderweise mit „winzig" charakterisiert ist, betragen nur 36 mm x 16 mm.

Ing. (grad.)
Heinrich Siggemann

PCM-Funkfernsteuerung für Flug- und Schiffsmodelle

2. Teil

Der Aufbau

Die beschriebene Fernsteueranlage ist für eine Selbstbauanlage relativ kompliziert und erfordert daher einige Erfahrung mit digitalen IS. An Meßgeräten benötigt man mindestens einen Triggeroszillografen und einen Frequenzzähler. Da Sender und Empfänger in CMOS-Technologie aufgebaut sind, müssen statische Aufladungen beim Einbau unbedingt vermieden werden.

Bild 10 und *Bild 11* zeigen die PCM-Senderplatine. Es ist vorteilhaft, die IS auf Sockel zu setzen. Da die Platine beidseitig geätzt ist, können nur Sockel verwendet werden, bei denen auch an der Bauteileseite gelötet werden kann.

Als Steuerknüppel eignen sich Kreuzknüppel mit mechanischer Trimmung und Potis (ca. 5 kΩ), die zur Trimmung verdreht werden können. Zur Stromversorgung genügt eine Batterie 12 V/500 mAh.

Bild 20 zeigt den Sender des Verfassers. Der Empfänger besteht aus 3 Platinen (Hf-Teil, PCM-Decoder, Demultiplexer), die in *Bild 12...15* dargestellt sind. Die Servoelektronik (*Bilder 16 und 17*) wurde im Rudermaschinengehäuse eingebaut. Der Fahrtregler (*Bilder 18 und 19*) sollte wegen der hohen Schaltfrequenz (ca. 20 kHz) nicht zu nahe an den Empfänger gesetzt oder abgeschirmt werden; als Kühlkörper reicht eine Fläche von ca. 50 cm^2. Als Stromversorgung ist eine Nickel-Cadmium-Batterie 4,8 V/1 Ah vorgesehen.

Der Abgleich

Die Platine für den Digitalteil im Sender wird bis auf R1, R3, R4, R17 und R18 bestückt. Für R1 lötet man ein Poti von 100 kΩ ein; es wird so eingestellt, daß am Punkt AMV der Frequenzzähler genau 333 Hz anzeigt. Danach wird das Poti durch einen Festwiderstand (eventuell zum genauen Abgleich 2 Widerstände hintereinander schalten) ersetzt und die Frequenz noch einmal überprüft. Der Einbau eines Festwiderstandes ist sicherer, da er eine bessere Langzeitstabilität aufweist.

Für die Widerstandsmatrix wurden die einzelnen Werte zum Teil durch Parallel- oder Serienschaltung gleicher Widerstände gebildet. Die Widerstände einer Serie sind in der Regel fast gleich, so daß Toleranzen untereinander von 1 % bei R5 bis R9 leicht erreicht werden können.

Jetzt werden die Potis der Steuerknüppel so justiert, daß in der Neutralstellung am Schleifer exakt die halbe Betriebsspannung gemessen wird (Meßgerät Ri > 20 kΩ/V). Dann mißt man am Schleifer die Spannungsdifferenz gegen Masse zwischen den Anschlägen der Steuerknüppel und dimensioniert den Wert von R3 und R4 so, daß er etwa 5 kΩ pro Volt gemessener Spannung beträgt.

Für den Abgleich des FM-Modulators wird Stift 9 von IS 11 mit Masse verbunden. Statt R17 und R18 werden Trimmpotis (500 kΩ) eingesetzt. Mit R18 stellt man am Ausgang (Stift 4) 1,4 kHz ein. Anschließend wird Stift 9 mit Plus verbunden und mit R17 eine Frequenz von 2,6 kHz eingeregelt. Dann ersetzt man die Trimmpotis durch Festwiderstände.

Im PCM-Decoder werden für R1, R2 und R8 Trimmer von 1 MΩ und für R9 100 kΩ eingelötet. Bei eingeschaltetem Sender stellt man nun R1 und R2 so ein, daß an Pin 9 von IS 1 die Bitfolge (mit 10-MΩ-Tastkopf messen!) zu beobachten ist, und zwar so, daß die positiven und negativen Spitzenwerte etwa bis auf 1,2 V an das Betriebsspannungs- bzw. Massepotential herankommen. IS 1 soll auch bei 3,6 V Betriebsspannung noch einwandfrei einrasten. Mit R8 läßt sich die Rückkippzeit des Monoflops auf 2,2 ms (gemessen am Ausgang von Gatter 8) einstellen.

Jetzt wird C2 kurzgeschlossen und mit R9 die Frequenz am Ausgang von Inverter 5 genau auf 164 Hz eingestellt. Nach der Beseitigung des Kurzschlusses muß die Frequenz bei eingeschaltetem Sender auf 167 Hz ansteigen. Anschließend werden die Trimmer durch Festwiderstände ersetzt.

In der Widerstandsmatrix sollen R13 bis R16 und R18 nicht mehr als 1 % voneinander abweichen.

Bei den Rudermaschinen wird R13 (zunächst Poti 2 MΩ einlöten) auf 1 MΩ eingestellt. Nun prüft man vorsichtig, ob der Servo zur Mitte läuft oder sich zu einem Anschlag hin bewegt. Im letzten Fall ist der Motor falsch gepolt oder es muß das Rückmeldepoti umge-

lötet werden. Der Gegenkopplungswiderstand R13 wird so eingestellt, daß die Rudermaschine gerade etwas überschwingt. Ist er zu klein, neigt der Servoverstärker zu wilden Schwingungen, was auf jeden Fall vermieden werden muß.

Zum Schluß noch etwas zum Betriebsverhalten der Anlage. Die Bewegungen der Servos einer PCM-Fernsteuerung sind nicht gleichmäßig, sondern etwas ruckartig, da die Information nur 5mal pro Sekunde übermittelt wird. Ein Flugmodell reagiert aber wesentlich langsamer, so daß die Flugbewegungen völlig kontinuierlich verlaufen.

Der Verfasser stellte fest, daß die Modulation fremder Sender (gleich ob impuls- oder tonmoduliert) wenig störte. Beeinflussungen traten vorwiegend

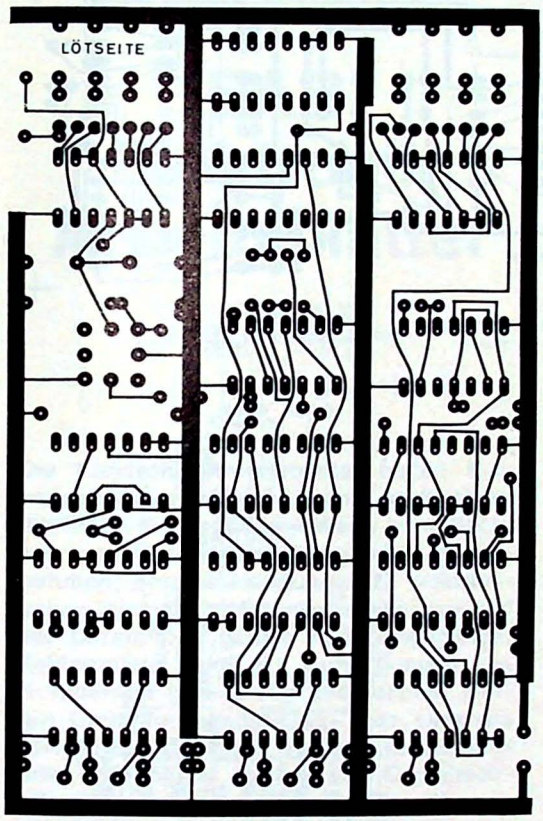


Bild 10. Die Lötseite der PCM-Senderplatine

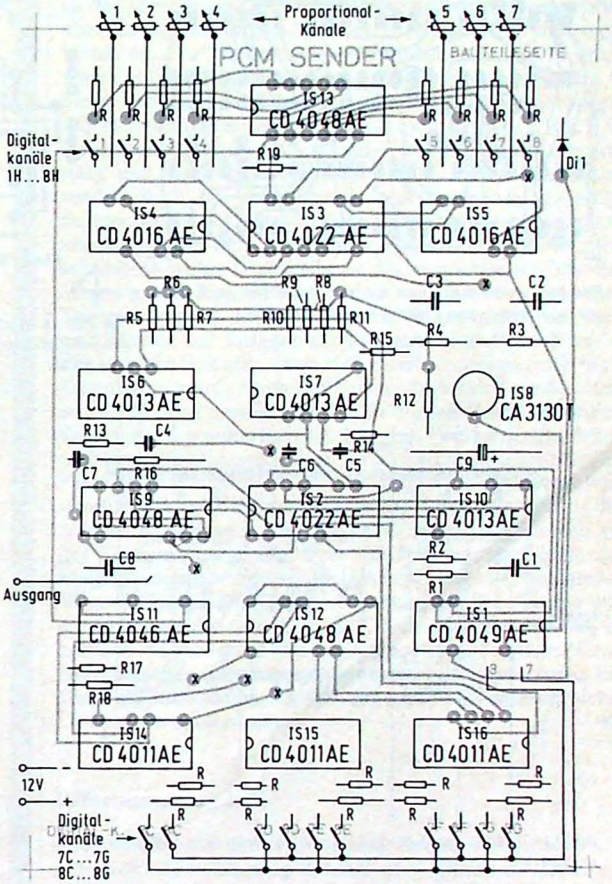


Bild 11. Die Bauteileseite der Senderplatine mit dem Bestückungsplan

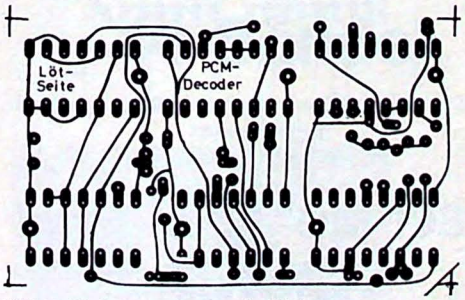


Bild 12. Die Lötseite der Decoder-Platine

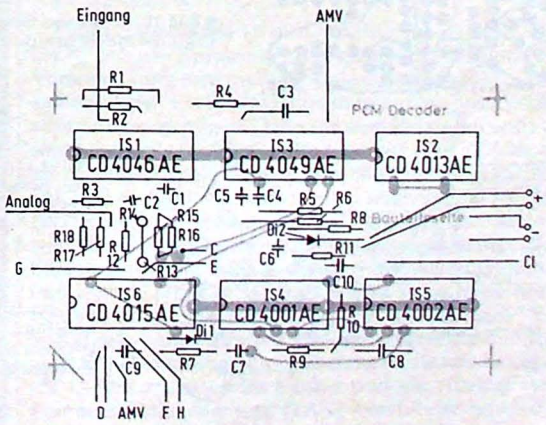


Bild 13. ▶
Der Bestückungsplan und die bauteileseitigen Leiterbahnen der Decoder-Platine

durch die Interferenz der Träger von Nutz- und Störsender auf, wenn der Interferenzton etwa 50 % der Nutzmodulation erreichte.

Der Empfänger sollte nie ohne Sender eingeschaltet werden, wenn das Empfängerrauschen ohne Eingangssignal nicht ausreicht, um den FM-Demodulator anzusteuern. Einzelne Rudermaschinen laufen dann in ca. 1 min. auf Anschlag und können dadurch beschädigt werden.

Die Anlage fällt bei zu geringer Feldstärke nicht plötzlich aus, sondern der Ausfall kündigt sich durch unruhige Ruderbewegungen an.

Literatur

Arens, W.; Kersten, R.; Poschenrieder, W.: Die Pulscode-Modulation und ihre Anwendung im Fernmeldewesen. Sonderdruck aus „Jahrbuch des elektrischen Fernmeldewesens" Nr. 19. Verlag für Wissenschaft und Leben, Bad Windsheim.

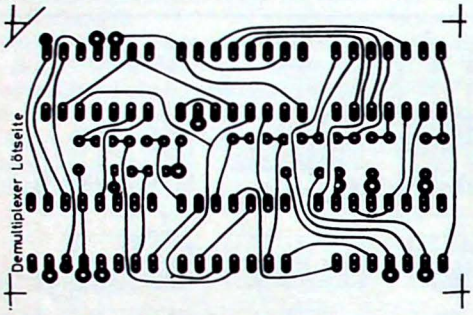
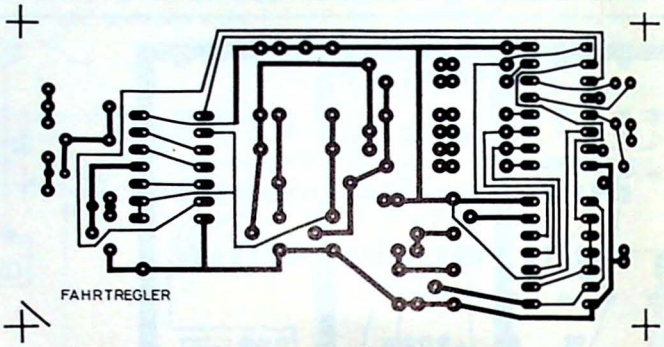


Bild 14. Der Demultiplexer mit dem Zwischenspeicher sitzt auf einer getrennten Platine; hier die Lötseite



▲ Bild 18. Auch die Fahrtregler-Platine ist nur einseitig geätzt

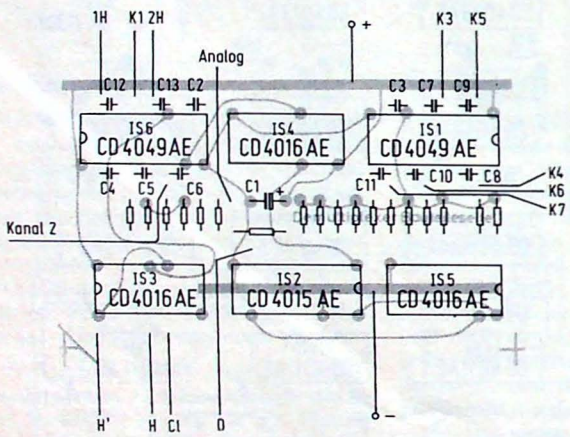
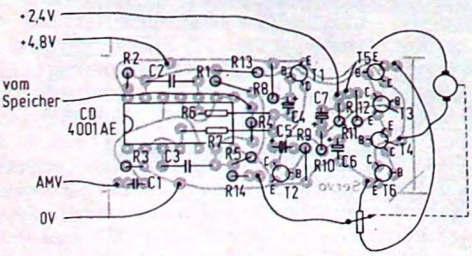


Bild 15. Die Bauteileseite und der passende Bestückungsplan für den Demultiplexer

◀ Bild 16. Die Lötseite der Servosteuerung; diese Platine ist nicht doppelseitig



◀ Bild 17. Der Bestückungsplan zur Servosteuerung

Bild 19. ▶. Die Bestückung des Fahrtreglers

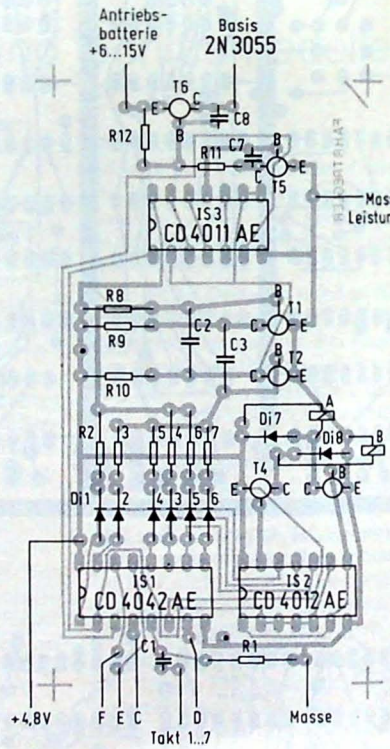


Bild 20. ▶ Der Sender des Verfassers, ausgerüstet mit zwei Kreuzknüppeln und den Tasten für die Digitalkanäle

Hartmut Müller

Wer über einen Rotor zum Drehen seiner Rundfunk- oder Amateurfunk-Antenne verfügt, dem kam sicher auch schon einmal die Idee, die Rotorsteuerung zu automatisieren. Der vorliegende Aufsatz zeigt, daß es tatsächlich mit durchaus vertretbarem Aufwand möglich ist, die Antenne automatisch in das Feldstärkemaximum zu drehen, auch wenn die Richtung des einfallenden Senders zunächst nicht bekannt ist.

Automatische Antennenrotor-Steuerung

Das Gerät wurde mit Rücksicht auf den schaltungstechnischen Aufwand so ausgelegt, daß die Peilungenauigkeit im schlechtesten Fall 18° beträgt und die Antenne sich nicht in die gespeicherte Stellung zurückdreht, falls der Wind sie aus dieser Stellung verdreht. Diese Mängel werden aber in dem folgenden Artikel erörtert und können durch Schaltungsergänzungen behoben worden. Die Platine ist dann jedoch abzuändern.

Funktionsweise

Das Gerät vermag nach der Wahl einer Vorzugsrichtung, die Antenne nach der maximalen Feldstärke eines einfallenden Senders auszurichten.

Man benötigt dazu zwei Grundinformationen:

1. Die Feldstärke des einfallenden Senders. Sie wird in Form einer Spannung im Empfänger abgegriffen und einem Analog-Digital-Wandler zugeführt. Anschließend werden die Digitalimpulse von einem Komparator mit einem Speicher, der den Maximalwert enthält, verglichen.

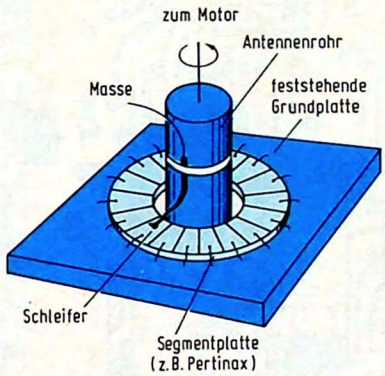


Bild 1. Mechanischer Aufbau des Segmentringes am Rotor

2. Die Antennenstellung. Sie wird mechanisch abgetastet; ein Kontaktarm wird mit dem sich drehenden Antennenrohr verbunden und tastet einen Segmentring schrittweise ab (*Bild 1*).

Eine obere und eine untere Grenze bestimmen den Arbeitsbereich der Schaltung. Nach der Wahl der Vorzugsrichtung läuft die Antenne in die untere Schranke. Erst dann wird die Torschaltung A zur Speicherung frei. Die Antenne beginnt nun, zur oberen Grenze zu laufen. Währenddessen wird das Feldstärkemaximum festgestellt und die zugehörige Antennenstellung gespeichert. Ist der Arbeitsbereich durchlaufen, also die obere Schranke erreicht, so läuft die Antenne auf die Stellung des ermittelten Maximums zurück. Zum besseren Verständnis ist der Programmablauf in *Bild 2* graphisch dargestellt.

Die Schaltung

Als Taktgeber der Schaltung dienen eine TTL-IS vom Typ 7413 (IS 1) und ein Transistor BC 238 (T 1), P 1 be-

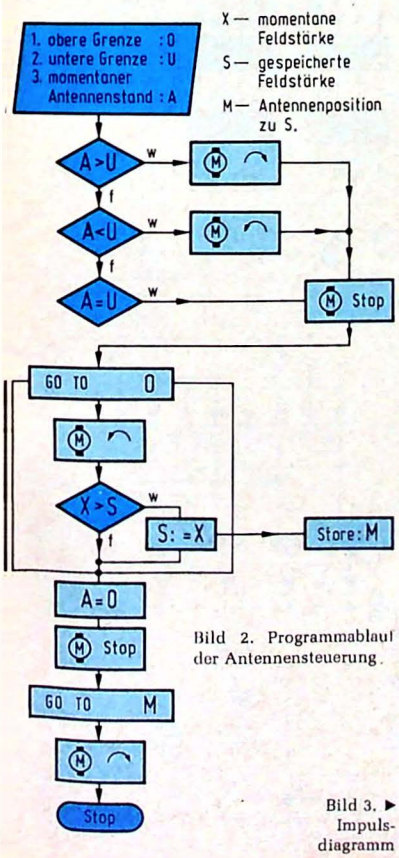


Bild 2. Programmablauf der Antennensteuerung.

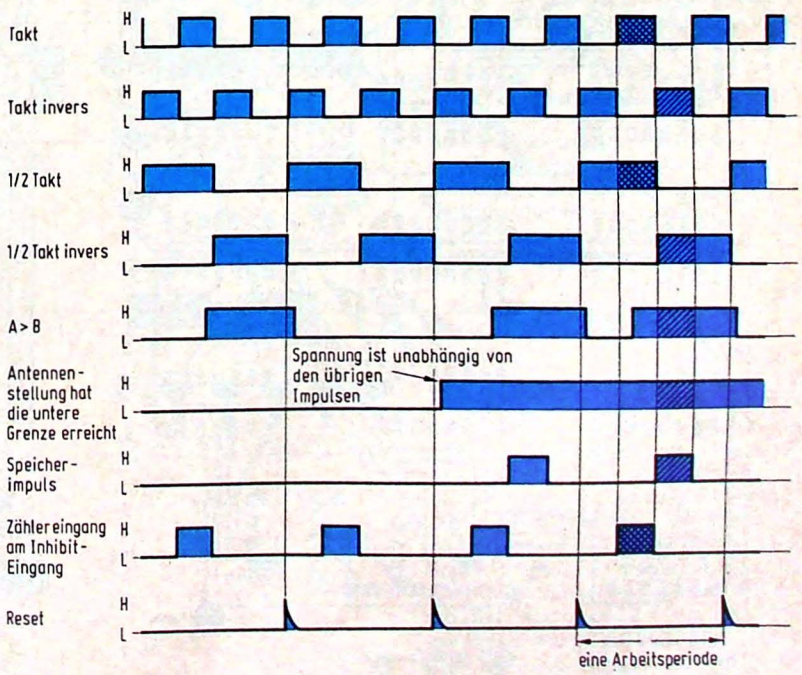


Bild 3. ▶ Impuls-diagramm

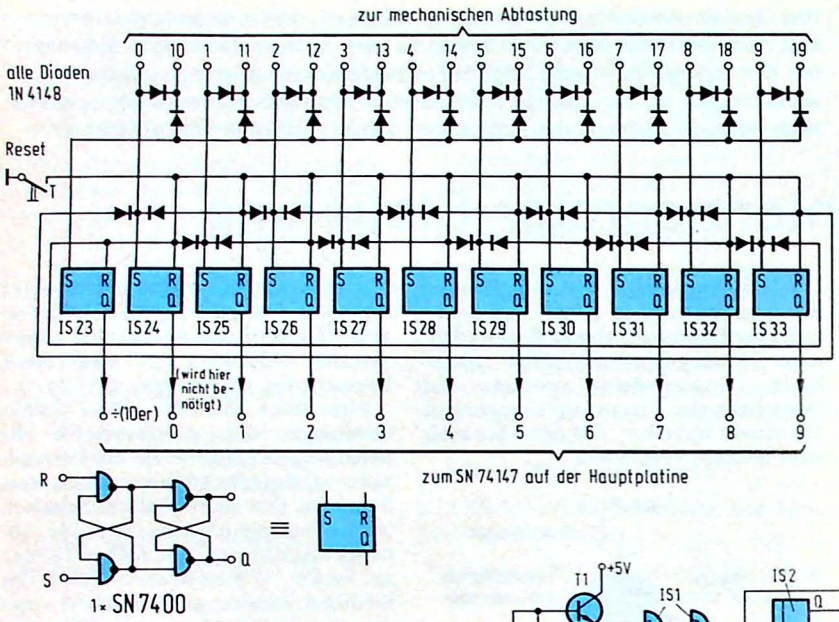


Bild 5. Schaltbild der Zusatzschaltung für das Entprellen der Segmentkontakte

stimmt dabei die Frequenz des Oszillators. Mit einer Addierstufe und einem Flipflop (FF 1) werden die Reset-, Speicher- und Zählimpulse gebildet. Das Impulsdiagramm in *Bild 3* zeigt den zeitlichen Ablauf, *Bild 4* die Schaltung der Steuerung.

Der A/D-Wandler setzt sich aus der IS SN 74124 und dem Transistor BC 252 B zusammen [1]. Gesteuert wird der Wandler am Eingang von einem Strom zwischen 0,3 mA und 5 mA. Der Transistor T 3 paßt den Eingang des A/D-Wandlers an die S-Meter-Stufe des Empfängers an, wobei er den maximal fließenden Strom auf 5 mA begrenzt. Zwei schaltbare Vorwiderstände erlauben eine Empfindlichkeitseinstellung. Ihr Wert hängt von der Steuerspannung ab und sollte experimentell ermittelt werden. (Um die S-Meter-Stufe wenig zu belasten, sollte der Widerstand recht hochohmig sein!)

Der A/D-Wandler wird über seinen Inhibit-Eingang getaktet. Der Ausgang (Pin 6) steuert einen Dezimalzähler (2 x 7490). Wie sich herausstellte, reichen zwei Zählstufen mit einer Kapazität von 100 Zählschritten zur Bildung des Maximums vollkommen aus. Das an den Ausgängen der Zählerbausteine IS 5 und IS 6 anliegende 2 x 4-Bit-Wort „A" wird mit dem am Ausgang des Speichers IS 7 und IS 8 liegende Wort „B" im Komparator IS 11 und IS 12 auf die Bedingung A > B verglichen. Trifft der Zustand A > B ein, so wird, falls der Takt H-Pegel und die Steuerung die untere Schranke erreicht haben, das Wort „A" in den Speicher geschrieben. So kann immer nur das Maximum im Speicher stehen.

Die Antennenstellung wird über eine mechanische Abtastung auf einem festmontierten Ring mit 20 Segmenten ermittelt. Dabei ist der Greifarm am sich drehenden Antennenrohr befestigt. *Bild 5* zeigt eine Zusatzschaltung, die dann einzusetzen ist, wenn bei den einzelnen Segmenten Kontaktprellen auftritt. Ob für den einzelnen Anwendungsfall dieser Zusatz zweckmäßig ist, ist zuvor ohne ihn zu prüfen. Die 20 Signale werden dann mit der IS 74147 in den BCD-Code umgesetzt und stehen somit zur digitalen Verarbeitung bereit.

Um die Suchzeit der Anlage zu verkürzen, wurde eine Bereichswahl ein-

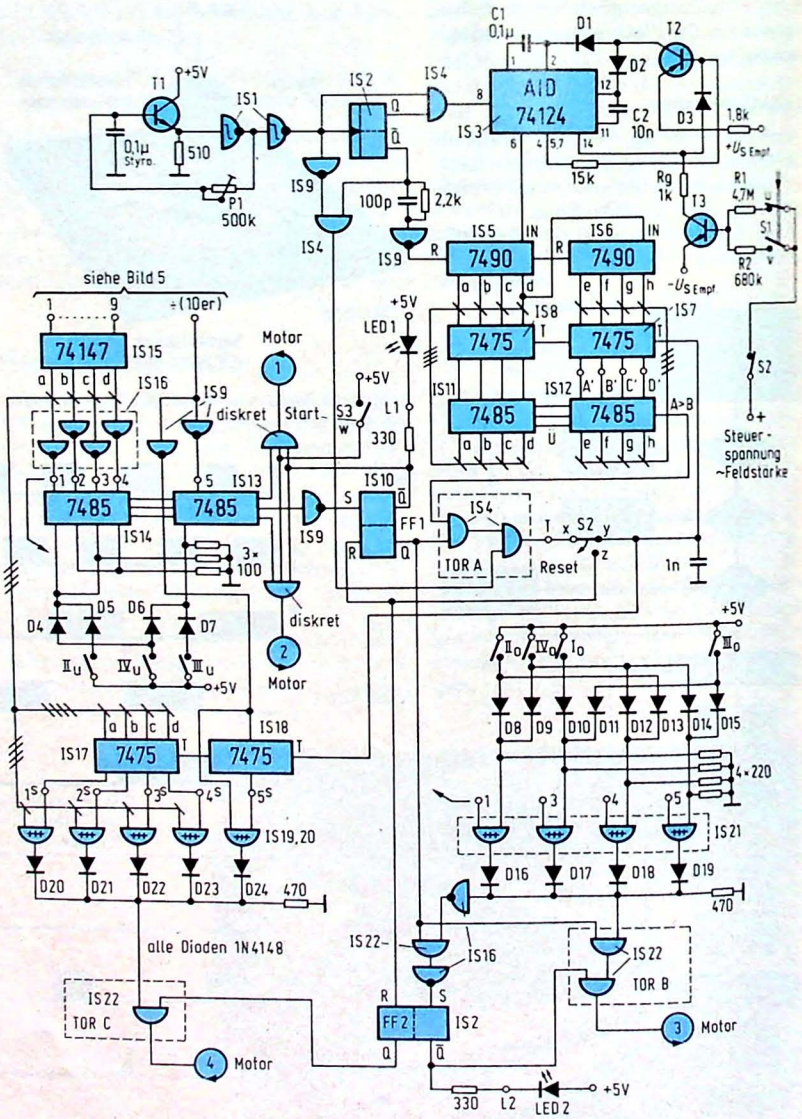


Bild 4. Schaltbild der automatischen Antennensteuerung

gebaut; eine untere und eine obere Grenze bestimmen den Arbeitsbereich. Die untere Grenze wird dabei durch die Zahlen 0, 5, 10 und 15 gekennzeichnet. Mit einer Diodenmatrix (D4...D7) werden die Zahlen in den BCD-Code umgesetzt; das resultierende Signal liegt am „B"-Eingang des Komparators IS 13 und IS 14 an und wird mit der momentanen Antennenstellung verglichen. Am Ausgang von IS 13 liegt die Entscheidung des Komparators an, die dann die Steuerung des Antennenrotors bewirkt.

Die Antenne läuft zunächst in die untere Schranke. Ist die untere Schranke erreicht, so schaltet FF 1 (IS 10) um, sperrt die zuvor durchgeführte Operation und leitet die nächste Operation ein. Das nächste Ziel ist die obere Grenze. Sie wird durch die Zahlen 4, 9, 14 und 19 gekennzeichnet. Wieder werden die Zahlen über eine Diodenmatrix, D 8...D 15, in den BCD-Code umgesetzt. Das BCD-Signal gelangt zu den Antivalenzgattern in IS 21, die das gewählte Signal auf Gleichheit mit dem momentanen Antennenstellungssignal untersuchen. Am Ausgang des Tores „B" liegt das Signal zur Steuerung des Rotors. Die Antenne dreht sich so lange, bis das gewählte Maximum gleich der momentanen Antennenstellung ist. Dann nämlich liegt am Eingang des Tores „B" L-Pegel, und der Rotor steht. Dieser L-Pegel schaltet das FF 2 um, welches den Suchvorgang beendet.

Bild 6 zeigt die Unter-, *Bild 7* die

Stückliste zu Bild 4, 5 und 9

IS 1 = SN 7413
IS 2 = SN 7476
IS 3 = SN 74124
IS 4 = SN 7408
IS 5 = SN 7490
IS 6 = SN 7490
IS 7 = SN 7475
IS 8 = SN 7475
IS 9 = SN 7404
IS 10 = SN 7476
IS 11 = SN 7485
IS 12 = SN 7485
IS 13 = SN 7485
IS 14 = SN 7485
IS 15 = SN 74147
IS 16 = SN 7404
IS 17 = SN 7475
IS 18 = SN 7475
IS 19 = SN 7486
IS 20 = SN 7486
IS 21 = SN 7486
IS 22 = SN 7408
IS 23...IS 33 = SN 7400
IS 34 = SN 74157
IS 35 = SN 7404
IS 36 = SN 7408
IS 37 = SN 7408
IS 38 = SN 7447
IS 39 = SN 7447

2 x DL 707

T 1 = BC 238 B
T 2 = BC 252 B
T 3 = BC 109 B
T 4 = BC 238
T 5 = BC 238

D 1 ... D 33 = 1 N 4148

S 1 = Typ MS – 244
S 2 = Typ MS – 245
S 3 = Typ MS – 245
S 4 = Typ MS – 244
S 5 = Typ MS – 244

Schalter zur Bestimmung der unteren und oberen Grenze entweder 7 x MS – 244 oder 4 x MS – 245

Relais 1 und 2: 5-V-Typen mit je 4 x UM

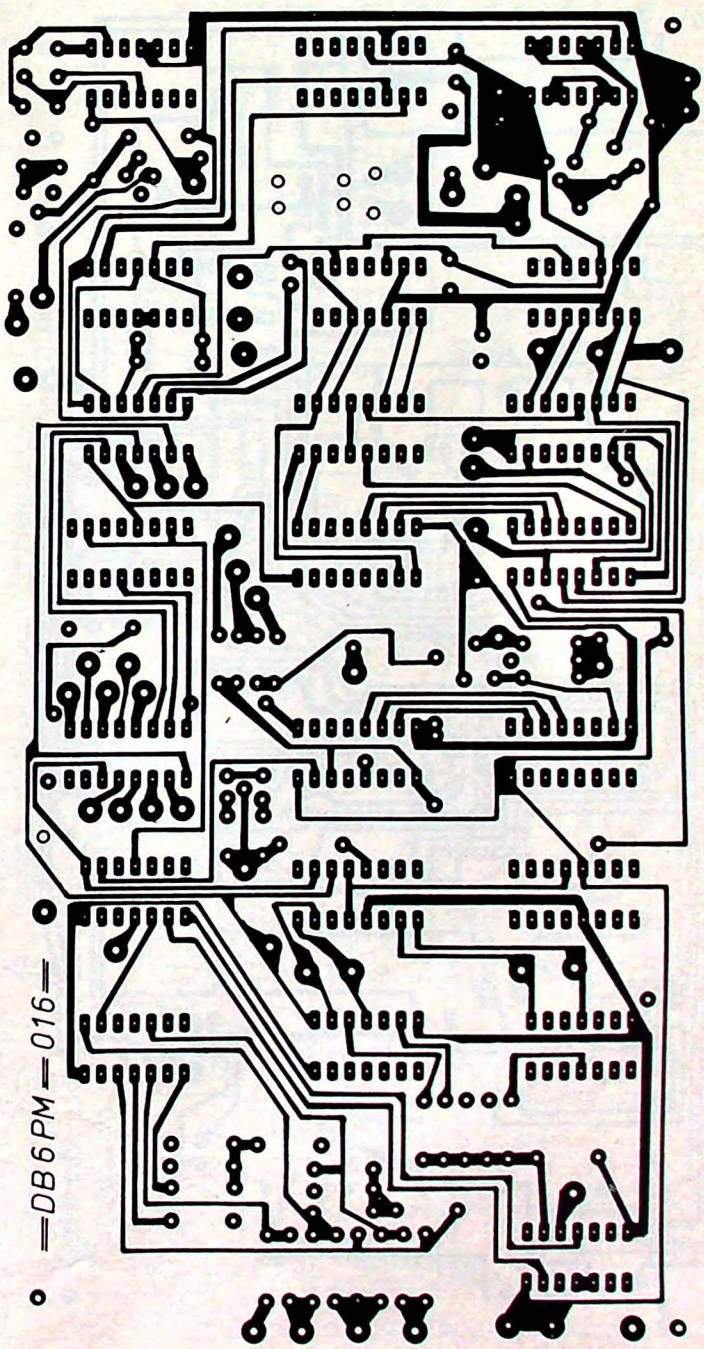


Bild 6. Die Unterseite der Steuerungsplatine

Oberseite und *Bild 8* den Bestückungsplan der Platine.

Um eine Kontrolle über die gespeicherte Feldstärke, die momentane und die gespeicherte Antennenstellung zu haben, ist eine digitale Anzeige möglich. *Bild 9* zeigt eine Schaltung, die es erlaubt, mit einer Anzeige alle drei Informationen nacheinander getrennt darzustellen. Diese Schaltung dient aber lediglich der Kontrolle und ist nicht zum Funktionieren der eigentlichen Schaltung notwendig. *Bild 10* zeigt eine passende Platine, *Bild 11* den Bestückungsplan hierzu.

Die Steuerungsstufe des Motors kann entweder aus Relais oder Transistoren bestehen. *Bild 12* zeigt eine Version mit Relais. In der FUNKSCHAU 1976, Heft 5, wurde in dem Beitrag „Drehzahlregler mit Drehrichtungsumpolung" die Ansteuerung bzw. Steuerung des Motors anstatt durch Relais mit Transistoren vorgenommen. Die Art der Steuerung ist beliebig und jedem selbst überlassen. Relais können allerdings Impulse verursachen, die die TTL-Bausteine stören können.

Als Netzteil wurde eine Schaltung mit dem LM 309 K benutzt. Da für diesen Baustein bereits mehrmals Schaltungen und Platinen veröffentlicht wurden, wird hier auf eine Beschreibung verzichtet [2].

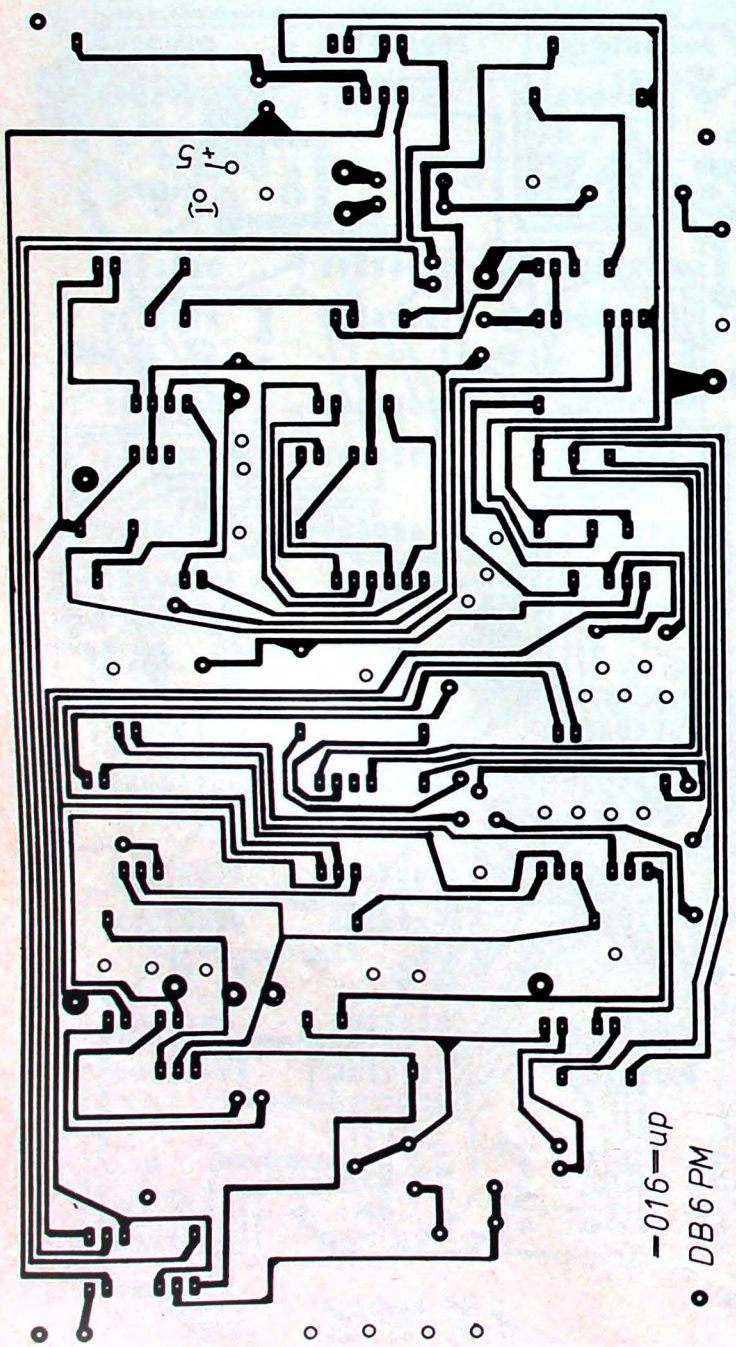


Bild 7. Die Oberseite der Steuerungsplatine

Aufbau des Gerätes und Abgleich

Um unnötigem Fehlersuchen nach der Bestückung zu entgehen, empfiehlt es sich, vorerst die ersten zehn IS mit den zugehörigen Bauelementen auf der Platine einzulöten (auf dem Bestükkungsplan gestrichelt eingerahmt). Dieser Teil wird dann vorerst allein in Betrieb genommen und abgeglichen.

Der Abgleich beginnt mit dem Wählen von R_g. Dieser Widerstand wird zuerst durch einen 10 kΩ veränderlichen Widerstand ersetzt, der auf seinen maximalen Wert eingestellt wird. Nun wird die Versorgungsspannung des Empfängers angeschlossen, die Steuerspannung vom S-Meter des Empfängers allerdings noch nicht. Beim Transistor T 3 wird die Kollektor-Emitter-Strecke mit einem Stück Draht kurzgeschlossen und ein Amperemeter in die Spannungszuführung geschaltet. Dann wird Rg so lange verkleinert, bis nur noch knapp 5 mA fließen. Der Trimmer ist dann durch einen Festwiderstand zu ersetzen, wobei der Wert gleich oder wenig größer als der eingestellten Trimmerwiderstandes sein soll.

Der Frequenzabgleich wird durch Verändern von P 1 erreicht. Dazu wird das Signal am Ausgang von IS 7 z. B. durch eine Siebensegment-Anzeige kontrolliert; die Eingänge des Tores A müssen H-Pegel haben. Dann wird P 1, vom größten Wert beginnend, langsam verkleinert, bis die Anzeige Null anzeigt. (Mit einem Vielfachmeßinstrument ist die Funktion des Taktgebers zu überprüfen, da dieser bei einem bestimmten Wert von P 1 nicht mehr arbeitet.) Dann erhöht man die Frequenz wieder, bis als Anzeige eine 9 erscheint. Der Frequenzabgleich ist mit diesem Arbeitsgang beendet; falls P 1 nicht mehr verändert wird, ist ein Neuabgleich nicht mehr erforderlich.

Als Hilfe zum ungefähren Berechnen von R_g kann folgende Formel dienen:

$$R_g \approx \frac{U_{S\ Empf.} - 9\ V}{0{,}005\ A}$$

($U_{S\ Empf.}$ = Versorgungsspannung des Empfängers)

Ein anderer Weg wäre, die Spannung vom Empfänger auf 13,5 V zu teilen; dann könnte die Schaltung mit R_g =

1 kΩ übernommen werden (Achtung: belasteter Spannungsteiler!). *Bild 13* zeigt den Anschluß des Empfängers an ein Gerät Trio 2200 G.

Tips für den Nachbau

Besonders empfindlich auf Störimpulse sind FF 1 und FF 2. Meist war der Grund für die Störung das Ein- und Ausschalten der Steuerrelais oder ein nicht entstörter Rotor. Abhilfe bringt dann nur eine Entstörung der Kontakte an den Relais und am Motor. Eine andere Möglichkeit wäre die Entkopplung der Ansteuerung durch Opto-Koppler (Anschluß an den Steuerungsausgängen 1...4) und getrennte Spannungsversorgung.

Wird die Zusatzschaltung (Bild 5) benutzt, so ist sie unmittelbar hinter den Segmentring zu schalten. Grund dafür ist die Ausschaltung von Störimpulsen auf dem Weg zu den RS-Flipflops. Durch Kombination der einzelnen Schalter I_u ... IV_u und II_o ... IV_o lassen sich auch andere Grenzen schalten.

Erweiterungen

Wie schon anfangs gesagt wurde, kann die Schaltung in der bestehenden Form verbessert werden, wobei allerdings der Aufwand steigt. So könnte z.B. dafür gesorgt werden, daß die Antenne zu dem gespeicherten Platz zurückkehrt, auch wenn der Wind sie aus der Richtung verdrehen sollte. Die Änderung müßte an der letzten Entscheidungsstufe vorgenommen werden. Die Antivalenzgatter IS 19 und 20, welche die gespeicherte mit der momentanen Antennenstellung nur auf Gleichheit überprüfen, müßten durch einen Komparator (2 x 7485) ersetzt werden. Der Komparator wäre dann in der Lage zu entscheiden, wie die Antenne wieder in die gespeicherte Stellung zurückgedreht werden müßte (*Bild 14*).

Die Antennenstellung könnte auch nicht mechanisch durch einen Segmentring, sondern durch ein Poti mit 360°Drehwinkel gemeldet werden. Das Poti müßte linear sein und zur Empfindlichkeitserhöhung in einer Brükkenschaltung liegen. Die abgegriffene Spannung muß einem A/D-Wandler zugeführt werden, dessen Ausgangsimpulszahl pro Zählperiode nicht über 99 liegt. Bei dieser Zahl ist die Ungenauigkeit der Peilung im schlechtesten Fall 3,6°. Für eine noch höhere Genauigkeit müßte der Bauteileaufwand er-

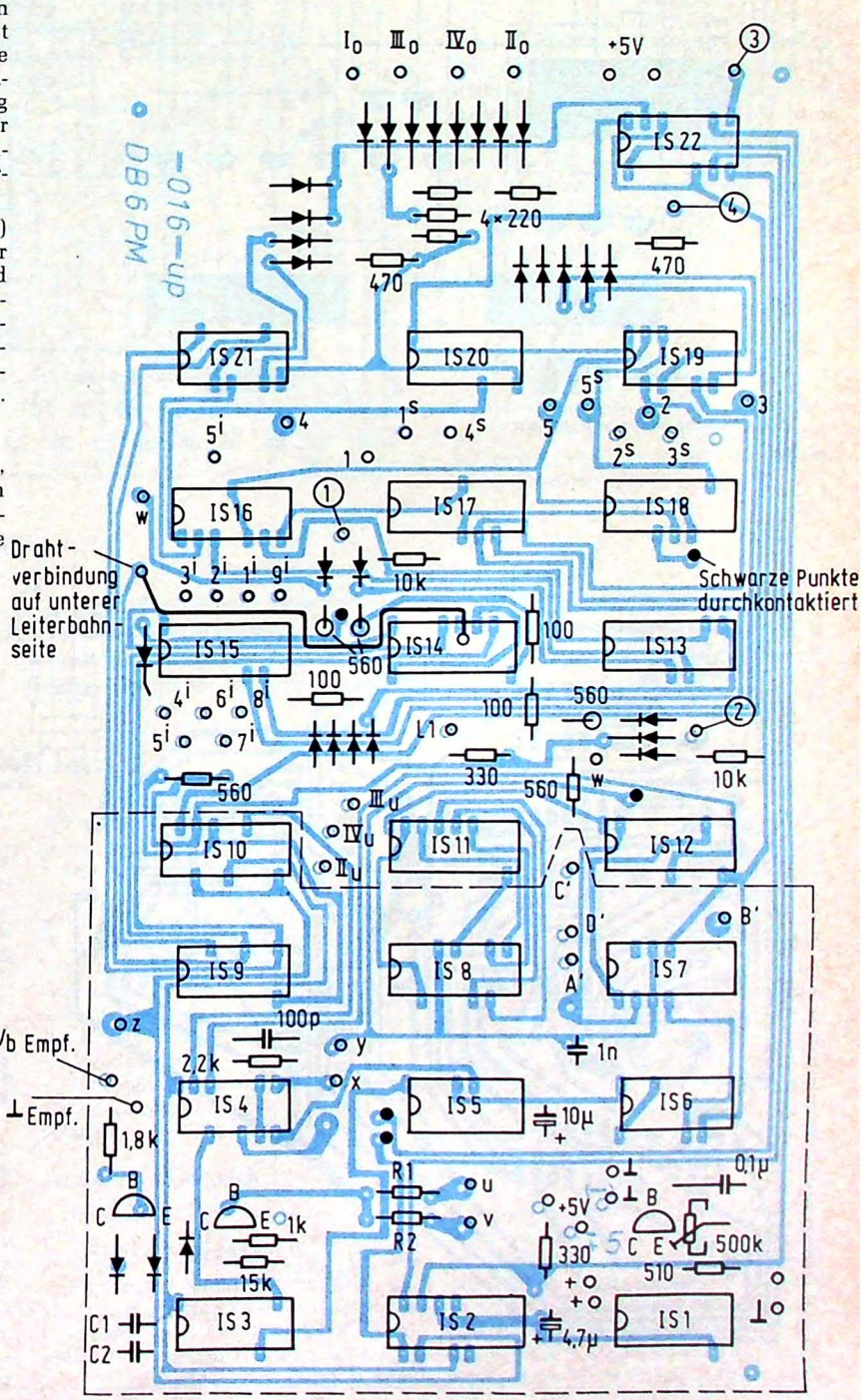


Bild 8. Bestückungsplan der Steuerplatine. An die Spannungsversorgungs-Pins der IS 3, 6, 9, 12, 15, 18 und 21 ist auf der Unterseite der Platine jeweils ein 10-µF-Tantal-Elko zu löten

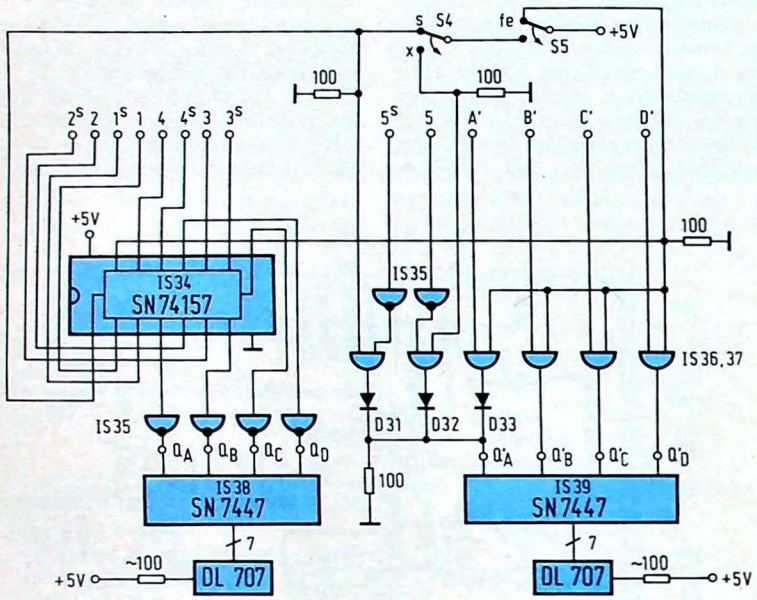
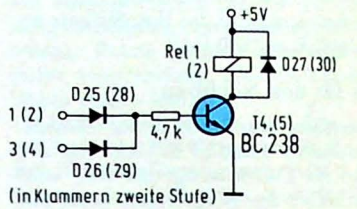


Bild 9. Schaltplan der Anzeigeeinheit



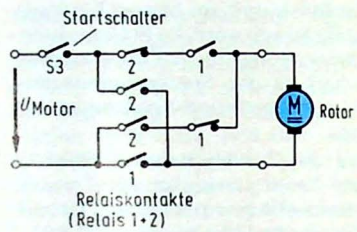


Bild 12. So läßt sich der Antennenrotor ansteuern

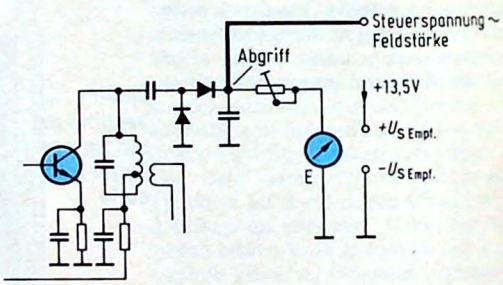


Bild 13. Beispiel des Abgriffes der Steuerspannung an der S-Meter-Stufe des „Trio 2200 G"

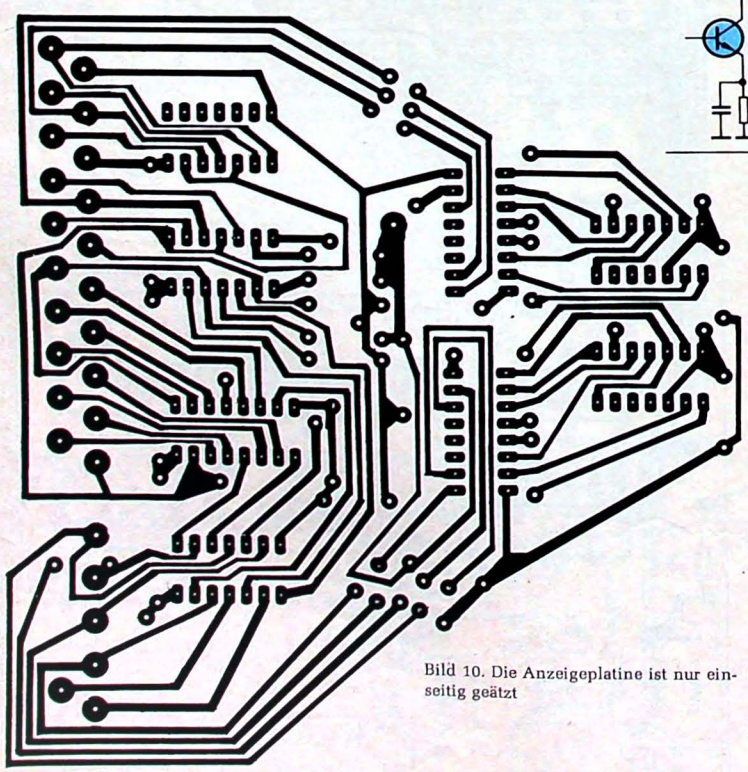


Bild 10. Die Anzeigeplatine ist nur einseitig geätzt

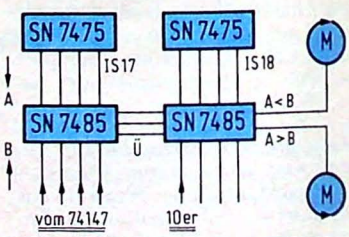


Bild 14. Diese Abänderung erlaubt ein automatisches Zurückdrehen, wenn die Antenne vom Wind verdreht wurde

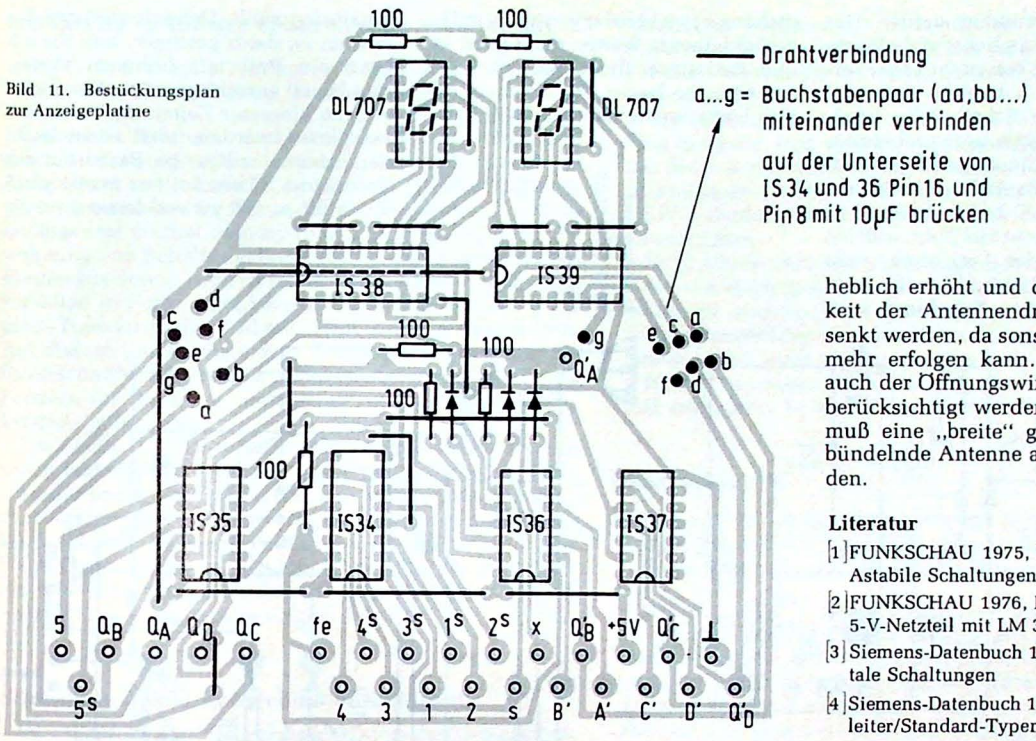


Bild 11. Bestückungsplan zur Anzeigeplatine

heblich erhöht und die Geschwindigkeit der Antennendrehbewegung gesenkt werden, da sonst keine Regelung mehr erfolgen kann. Zusätzlich muß auch der Öffnungswinkel der Antenne berücksichtigt werden; gegebenenfalls muß eine „breite" gegen eine scharf bündelnde Antenne ausgetauscht werden.

Literatur

[1] FUNKSCHAU 1975, Heft 13, Seite 337, Astabile Schaltungen

[2] FUNKSCHAU 1976, Heft 23, Seite 1022, 5-V-Netzteil mit LM 309 K

[3] Siemens-Datenbuch 1974/75, Bd. 1, Digitale Schaltungen

[4] Siemens-Datenbuch 1975/76, Einzelhalbleiter/Standard-Typen

Ing. (grad.)
Peter von Bechen

Der hier beschriebene Zeitschalter läßt sich mit nur wenigen Bauteilen aufbauen, zeichnet sich aber trotzdem durch gute Reproduzierbarkeit der Schaltzeiten aus. Das Gerät ist besonders für Foto-Vergrößerungsgeräte geeignet; der Bereich der Schaltzeiten liegt bei der gewählten Dimensionierung zwischen 5 s und 60 s.

Einfacher Zeitschalter

Die Schaltung

Bild 1 zeigt das Schaltbild des Zeitschalters. Im Ruhezustand (Relais abgefallen) liegt der Umschalter am Kondensator C 2 in der Stellung A; C 2 wird auf 12 V aufgeladen. Diese Spannung wird aus dem Netzteil (Trafo T, Brückengleichrichter, Siebelko C 1) durch eine einfache Z-Diodenstabilisierung gewonnen. Das Relais ist stromlos, weil wegen des fehlenden Basisstroms im Transistor kein Kollektorstrom fließt.

Durch Betätigen der Start-Taste wird die Kollektor-Emitter-Strecke kurzgeschlossen; das Relais zieht an, wodurch wiederum der Umschaltkontakt an C 2 in der Stellung B liegt. Nach Loslassen der Taste bleibt das Relais weiterhin angezogen, weil nun der Transistor leitet und über R 2/R 3 ein Basisstrom fließt. Kondensator C 2 entlädt sich in Abhängigkeit der Stellung von R 3. Die kürzeste Zeit wird erreicht, wenn nur R 2 wirksam ist, die längste, wenn R 3 seinen maximalen Wert hat.

Das Relais fällt wieder ab, wenn die Spannung am Kondensator so weit abgefallen ist, daß der in die Basis fließende Strom einen Kollektorstrom hervorruft, der nicht mehr ausreicht, um das Relais zu halten. Der Umschalter fällt in die Stellung A zurück, und C 2 hat sich in weniger als 0,5 s wieder auf 12 V aufgeladen.

Die Diode D 2 verhindert, daß die im Relais gespeicherte Energie beim Abschalten den Transistor zerstört.

Aufbau und Betrieb

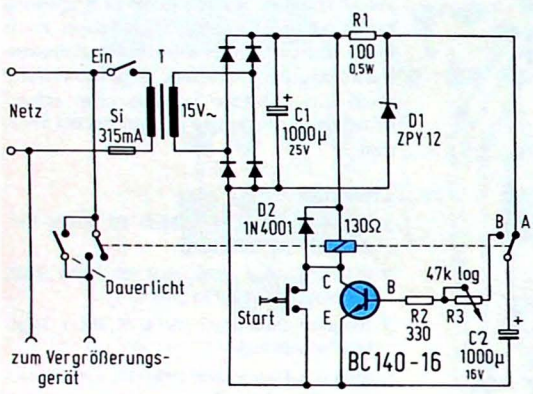
Die Bauteile befinden sich auf einer Platine (*Bild 2*), die in ein Kunststoffgehäuse eingeschoben wird. Mit den angegebenen Abmessungen paßt die Platine genau in die Einschubnuten des Gehäuses KG 21 von Amtron; man benötigt keine weiteren Befestigungselemente. Der Trafo und das Relais sind aufgeschraubt. Verbindungen, die Netzspannung führen, sind im Gehäuse verdrahtet und befinden sich nicht auf der Platine, deren Bestückung *Bild 3* zeigt.

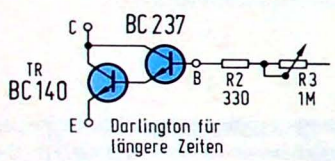
Die im Mustergerät verwendeteten Bauelemente sind handelsüblich; der Netztrafo hat eine Sekundärspannung von 15 V bei 0,3...0,4 A. das Relais ist ein 12 V/130-Ω-Typ mit zwei Umschaltkontakten (RSM R15). Auf einwandfreie Qualität des Kondensators C 2 ist zu achten, weil sich bei zu hohem Leckstrom dieses Elkos keine langen Schaltzeiten erreichen lassen.

Das Gerät sollte erst in Betrieb genommen werden, wenn die Verdrahtung, besonders der Netzleitungen, genau geprüft wurde. Auch sollte nicht am offenen Gerät gearbeitet werden, wenn es mit dem Netz verbunden ist. Das Gerät wird geeicht, indem am Knopf von R 3 eine Skala angebracht wird, deren Werte durch Vergleich mit

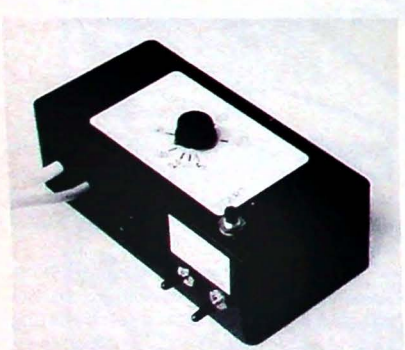
einer Stoppuhr gefunden werden. Die Eichung muß für möglichst viele Werte erfolgen, da diese Skala nicht linear verläuft, wie auch *Bild 4* zeigt.

Werden andere Schaltzeiten benötigt, läßt sich die Schaltung problemlos auch mit anders dimensionierten zeitbestimmenden Bauteilen aufbauen. Den Kondensator C 2 über 1000 µF zu vergrößern, hat nicht viel Sinn, weil bei größeren Elkos der Leckstrom nicht mehr zu vernachlässigen ist. R 3 kann in der vorliegenden Schaltung auch nicht mehr viel größer gewählt werden, da bei höheren Werten nicht mehr genug Basisstrom fließt, um das Relais anziehen zu lassen. Das Problem läßt sich lösen, wenn man eine Darlingtonschaltung wählt. Der erforderliche Basistrom ist dann geringer, und für R 3 kann ein Poti mit höherem Widerstandswert gewählt werden. Für die Erzielung kleinerer Zeiten darf nicht R 2 verkleinert werden, weil sonst leicht der maximal zulässige Basistrom des Transistors überschritten wird; sinnvoller ist es, C 2 zu verkleinern.





▲ Bild 1. Schaltbild des einfachen Zeitschalters. Für C 2 ist ein Typ mit möglichst geringem Reststrom zu verwenden



▲ Bild 4. Das Mustergerät des Verfassers

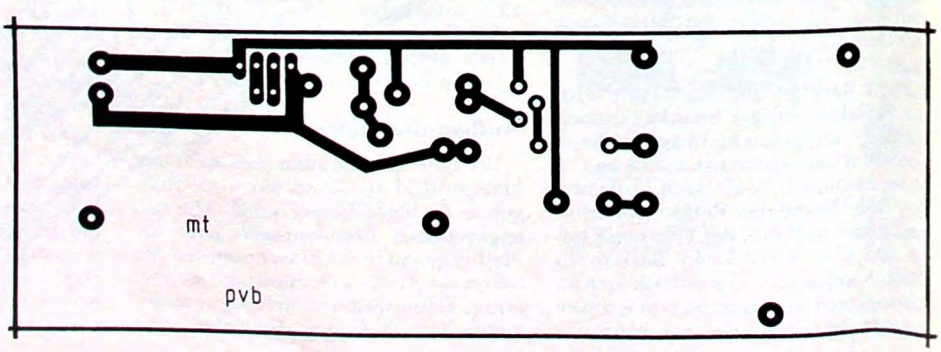


Bild 2. ▶
Die Platine. Sie enthält alle Teile einschließlich des 15-V-Netztrafos

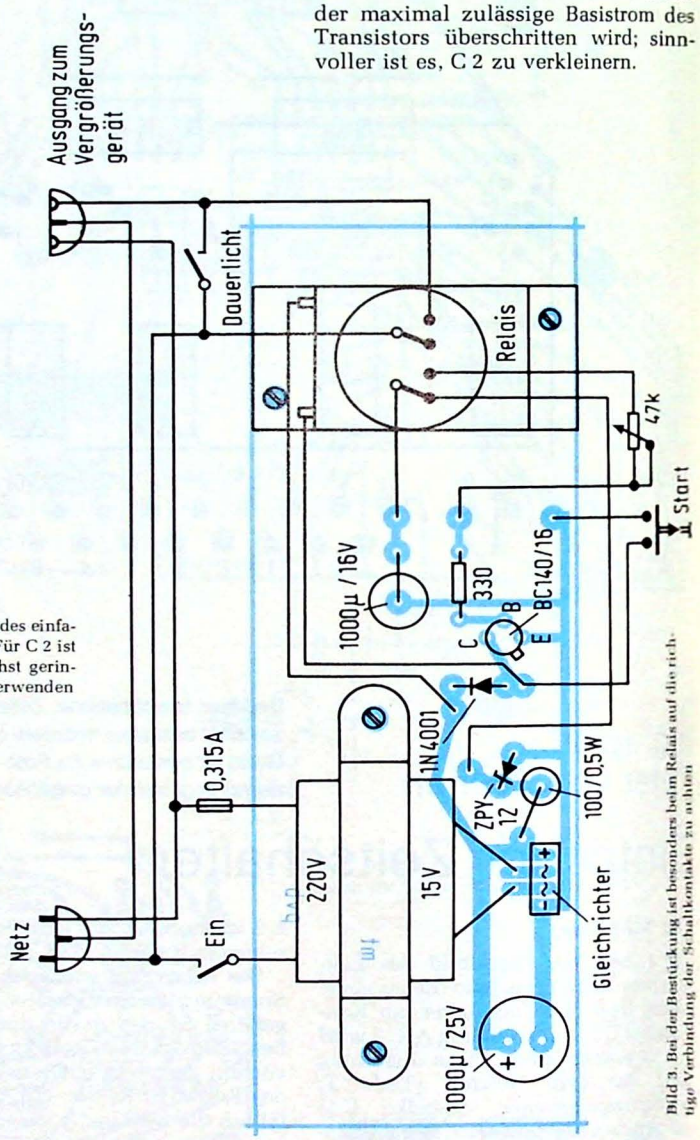


Bild 3. Bei der Bestückung ist besonders beim Relais auf die richtige Verbindung der Schaltkontakte zu achten

Filterschaltungen für den Nf-Bereich erfreuen sich besonders bei den Musik-Elektronikern großer Beliebtheit, z. B. um Wow-Effekte zu erzielen, aber auch, um bestimmte Tonhöhen oder Spektralanteile hervorzuheben oder zu dämpfen und so einen charakteristischen „Sound" zu produzieren. Der folgende Beitrag zeigt, wie sich mit steuerbaren Operationsverstärkern ein Filter bauen läßt, dessen Parameter mit von außen angelegten Spannungen veränderbar sind.

Helmut Burkhardt

Spannungsgesteuertes Universalfilter

In Filtern im Nf-Bereich werden zunehmend Operationsverstärker eingesetzt. Man vermeidet dadurch unhandlich große Induktivitäten mit meist schlechten elektrischen Eigenschaften. Außer aktiven Bauelementen werden nur noch Widerstände und Kondensatoren benötigt.

An ein Universalfilter stellt man die Forderung, daß die Filtereigenschaften (Güte, Verstärkung und Resonanzfrequenz) voneinander unabhängig einstellbar sind. In der nachfolgend beschriebenen Schaltung ist dies ohne Einschränkung möglich. Interessant an der Schaltung ist, daß sie, bei einfacher Einstellbarkeit der Filterparameter, alle grundsätzlichen Filtertypen in sich vereinigt. Je nachdem, welcher Ausgang verwendet wird, arbeitet die Schaltung als selektives Filter, Sperrfilter, Tiefpaß und Hochpaß zweiter Ordnung. Durch Einsatz von OTAs anstelle von Operationsverstärkern erhält man ein steuerbares Universalfilter. OTAs werden in letzter Zeit günstig angeboten. Sie lassen sich vielseitig verwenden [2]. Die angewandte Technik der Ausnutzung der exponentiellen Kennlinie von Transistoren ist beispielhaft für viele Steuerschaltungen und Funktionsnetzwerke, so daß es sich lohnt, näher darauf einzugehen.

Der OTA (Operational Transconductance Amplifier)

Die ursprünglich als Rechenverstärker für Analogrechner entwickelten Operationsverstärker haben in der Nf-Technik als Grundbaustein längst allgemeine Bedeutung erlangt. Während die Eigenschaften eines normalen Verstärkers durch seinen inneren Aufbau vorgegeben sind, ist ein Operationsverstärker so beschaffen, daß seine Wirkungsweise durch äußere Bauelemente einfach und präzise programmiert werden kann. Beim OTA können darüber hinaus wichtige Parameter wie Verstärkung und Leistungsaufnahme über mehrere Dekaden durch einen Steuerstrom nahezu trägheitslos eingestellt werden.

Ein solcher steuerbarer Verstärker arbeitet nach dem Prinzip des Zweiquadranten-Multiplizierers mit Stromverteilungssteuerung [1]. Eine dazu verwendete Schaltung innerhalb der IS ist in *Bild 1* herausgezeichnet. T 3 und T 4 arbeiten als „Stromspiegel", so daß I_E ebenso groß ist wie I_{st} [3]. Aus der Schaltung ist bereits zu erkennen, daß I_{st} positiv sein muß und auch einen Wert von wenigen mA nicht überschreiten darf.

Mit zulässigen Vereinfachungen läßt sich für den OTA (*Bild 2*) sagen, daß der Ausgangsstrom dem Steuerstrom I_{st} und der Eingangsspannung $U_E = U_{E1} - U_{E2}$ proportional ist:

$$I_A = I_{st} \cdot U_E \cdot 19{,}2/V$$

Der Faktor 19,2/V ist dabei physikalisch bedingt.

Der Ausgangswiderstand eines OTA ist mit rd. 15 MΩ recht hoch, so daß die Spannungsverstärkung dem Lastwiderstand am Ausgang direkt proportional wird:

$$V = R_L \cdot I_{st} \cdot 19{,}2/V$$

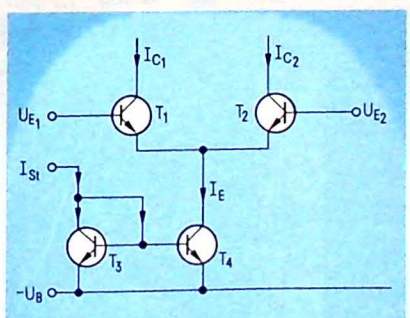


Bild 1. Prinzip der Verstärkungsregelung in einem OTA

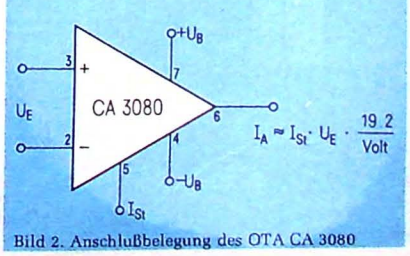


Bild 2. Anschlußbelegung des OTA CA 3080

Funktion des Universalfilters

Der Grundgedanke der Schaltung besteht darin, eine Schwingungsdifferentialgleichung zweiter Ordnung zu programmieren [1]. Dazu dienen OTA1 und OTA2, die als steuerbare Integratoren geschaltet sind. OV1 dient zur Dämpfung der Schwingung und zur Einspeisung des Signals. Durch ihren hohen Ausgangswiderstand werden OTAs bei rein kapazitiver Belastung automatisch zu Integratoren. Die als Sourcefolger eingesetzten Fets T1, T2 sorgen für gute Entkopplung. Dazu läßt sich z. B. der relativ preiswerte Typ BF 245 verwenden. Es können ebenso Vergleichstypen oder sogar einfach npn-Transistoren hoher Stromverstärkung benutzt werden (z. B. BC 109 C), allerdings zu Lasten der unteren Grenzfrequenz.

Das Schaltbild (*Bild 3*) zeigt u. a. ein besonders einfaches und hochaussteuerbares Mischpult. Jeder Eingang erfordert nur ein Potentiometer (50 oder 100 kΩ, logarithmisch), zwei Festwiderstände und einen Transistor. Für T4, T5 und T6 können npn-Universaltransistoren verwendet werden.

R10, OV3 und T3 sind als spannungsgesteuerte Transistor-Präzisions-Konstantstromquellen zur Steuerung der OTAs geschaltet. Falls U_{st} sehr niederohmig zur Verfügung steht, kann der als Spannungsfolger geschaltete OV2 entfallen. Die Offsetspannungskompensation von OV3 erfolgt so, daß für $U_{st} = 0$ auch gerade $I_{St} = 0$ wird.

Die Widerstände R9 schützen die Steuerstromeingänge der OTAs und verbessern die Stromaufteilung. Man wählt R9 möglichst groß, jedoch nicht größer als höchstens 2 · R10, damit für U_{st} der gesamte Spannungsbereich von 0 bis fast + U_B zur Verfügung steht. Die zusätzliche Entdämpfung mit R7 und R8 kann die Unterdrückung der Resonanzfrequenz in der Betriebsart als Sperrfilter verbessern.

Durch die Entdämpfung kann das Filter auch bei endlicher Güte zur Eigenschwingung angeregt und damit zum

spannungsgesteuerten Sinusgenerator werden. Ohne Amplitudenregelung ist die dazu nötige Einstellung von R8 kritisch. Bei Inbetriebnahme ist das Potentiometer R8 an den unteren Anschlag zu stellen, da eine zu starke Entdämpfung das Filter durch Übersteuerung vorübergehend außer Betrieb setzen kann.

Das Schaltbild zeigt einen Dimensionierungsvorschlag, der das Steuern der Resonanzfrequenz über den gesamten Hörbereich erlaubt. Die Kreisgüte läßt sich mit R2 auf etwa 0,3...10 einstellen. Andere Eigenschaften können aus den Formeln für f_o und Q berechnet und durch Änderung weniger Bauteile leicht realisiert werden. Die *Tabelle* nennt die wichtigsten Eigenschaften des Filters und gibt Dimensionierungs-Formeln an.

Die präzise Funktion der Schaltung erfordert gut stabilisierte Betriebsspannungen. Gegebenenfalls sind diese durch sehr niederohmige RC-Glieder gegen „Netzverseuchungen" anderer Schaltungen abzusichern und die Ausgänge durch Abschlußwiderstände ≧680 Ω zu schützen. Längere Signalzuleitungen müssen abgeschirmt werden.

Tabelle: Zusammenfassung der wichtigsten Eigenschaften

Betriebsspannung
$+U_B = +15$ V
$-U_B = -15$ V

Zuordnung der Ausgänge:
U_1 : Sperrfilter
U_2 : Tiefpaß
U_3 : Hochpaß (entfällt in der vereinfachten Version)
U_4 : Selektives Filter
Ohne zusätzliche Entdämpfung ist die Verstärkung stets ≦ 1.

$$f_o = \frac{U_{st}}{R_{10} \cdot C \cdot 140\ V}$$

günstig: $R_2 \approx 4{,}7$ kΩ
$C > 500$ pF

$$Q = \frac{R_2}{R_5}$$

Einstellung mit R2,
$R_2 > 10$ kΩ

In den Betriebsarten als Sperrfilter und selektives Filter ist f_o die Resonanzfrequenz und Q die Filtergüte. Bei Benutzung als Tief- und Hochpaß bestimmt f_o die Grenzfrequenz und Q den Filtertyp:

Q	Filtertyp
0.5	Filter mit kritischer Dämpfung
0.58	Bessel-Filter
0.71	Butterworth-Filter
0.86	Tschebyscheff-Filter mit 0,5 dB Welligkeit
0.96	Tschebyscheff-Filter mit 1 dB Welligkeit
1.13	Tschebyscheff-Filter mit 2 dB Welligkeit
1.3	Tschebyscheff-Filter mit 3 dB Welligkeit

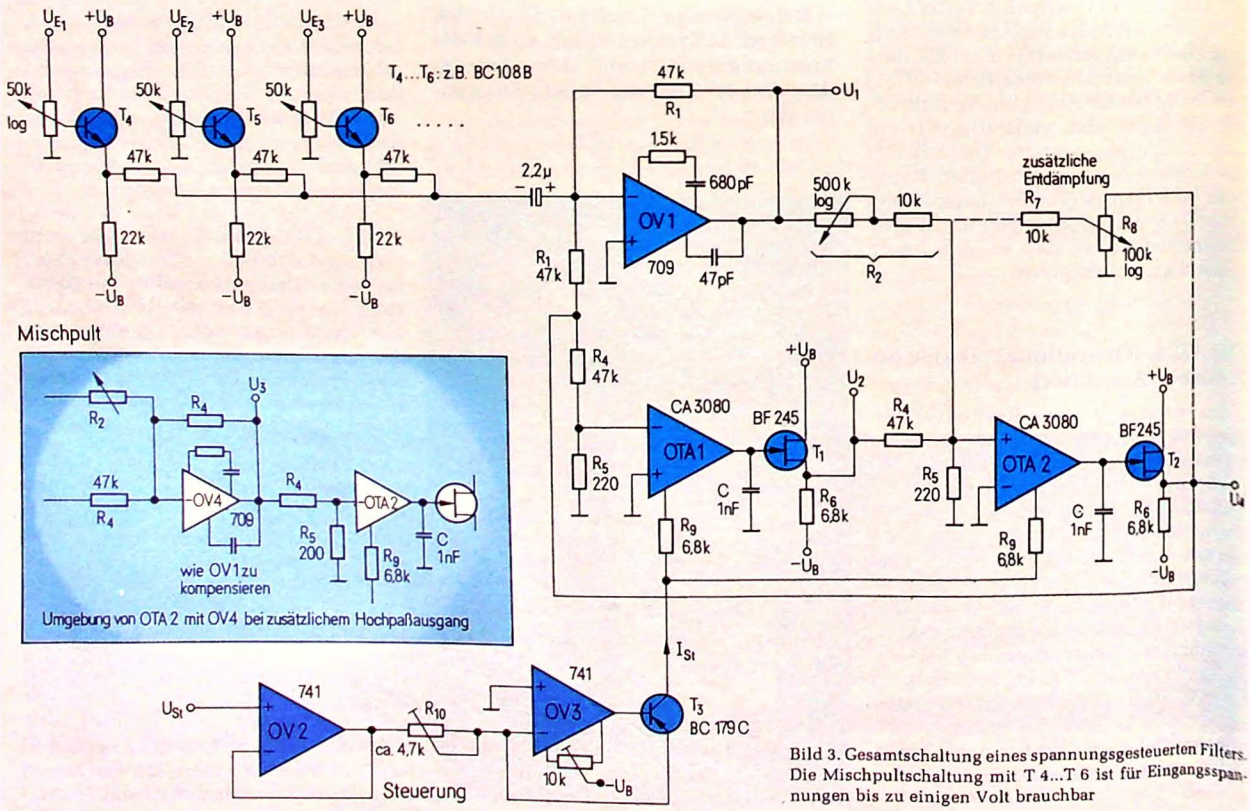


Bild 3. Gesamtschaltung eines spannungsgesteuerten Filters. Die Mischpultschaltung mit T 4...T 6 ist für Eingangsspannungen bis zu einigen Volt brauchbar

Anwendungen

Das Filter läßt sich im gesamten Bereich der Elektroakustik als universeller Entzerrer und Verzerrer einsetzen. Durch die Möglichkeit der dynamischen Klangänderung (Wah-Wah) kann das Filter gut zur Modifikation der Signale von elektrischen Gitarren oder Orgeln benutzt werden.

Besonders interessant ist die Anwendung des Filters für aufwendigere Einrichtungen wie Synthesizer oder Vocoder. Vom Verfasser wurde das Filter in das System eines größeren Synthesizers eingebaut. Die Steuerung arbeitet so genau, daß das Filter über mehrere Oktaven melodiös „gespielt" werden kann.

Eine weitere interessante Anwendung ist die Klanganalyse. Schon bei der in der Grunddimensionierung möglichen Güte Q = 10 lassen sich aus Rechteck- und Sägezahnsignalen zahlreiche Obertöne gut hörbar herausfiltern. Durch Unterdrückung der Grundwelle in der Betriebsart als Sperrfilter kann der Anteil anderer Frequenzen bestimmt werden. In Verbindung mit einem NF-Sägezahngenerator und einem Oszilloskop lassen sich Klangspektren direkt optisch darstellen. Dazu wird das Sägezahnsignal gleichzeitig als Steuer- und Zeitablenkungsspannung benutzt und damit die Ausgangsspannung U_4 des gewobbelten Filters abgebildet.

Literatur

[1] *Tietze, Schenk:* Halbleiter-Schaltungstechnik. Springer-Verlag 1976.

[2] *Holle:* Der OTA – eine Weiterentwicklung des Operationsverstärkers. ELEKTRONIK 1973, Heft 7.

[3] *Siebert:* Der Stromspiegel – eine interessante Schaltungseinzelheit aus der IS-Technik. Funk-Technik 1973, Heft 9.

Jürgen Theis

Elektronische Türglocke

Warum soll eine Türglocke nur einen Ton (Klingel) oder zwei Töne (Gong) von sich geben? Die vorliegende Schaltung erzeugt eine ganze Melodie, die nach Belieben programmiert werden kann.

Das Prinzip

In *Bild 1* ist das Prinzip der Glocke dargestellt. Ein spannungsgesteuerter Oszillator (VCO) dient zur Erzeugung der individuellen Töne der Melodie. Ein astabiler Multivibrator (MVB) mit nachgeschaltetem Binärzähler und einem 1-aus-16-Dekoder dienen zur Erzeugung der Tonfolge. Mit Hilfe eines bistabilen Multivibrators (FF) werden Anfang und Ende der Melodie bestimmt. Ein Leistungstransistor dient als einfache Endstufe zum Betrieb eines Lautsprechers.

Die Schaltung

Die gesamte Schaltung mit der Pinbelegung der integrierten Schaltkreise ist in *Bild 2* wiedergegeben. Der bistabile und der astabile Multivibrator wurden mit je zwei NAND-Gattern eines 7400 realisiert. Der Binärzähler ist ein 7493. Er wird unmittelbar vom astabilen Multivibrator angesteuert und weitergeschaltet. Die vier Ausgänge des Zählers sind auf die vier Eingänge des 1-aus-16-Decoders 74154 geschaltet. Mit den nachfolgenden 16 Dioden wird die Melodie programmiert.

Die Tonfolge und die Tondauer sind in *Bild 3* dargestellt. Die Melodie besteht aus acht Tonfrequenzen und dreizehn Tönen, von denen drei die doppelte Tondauer aufweisen. Diese Verdopplung der Tondauer wird durch ein zweimalig aufeinanderfolgendes Ansteuern des gleichen Tones erreicht.

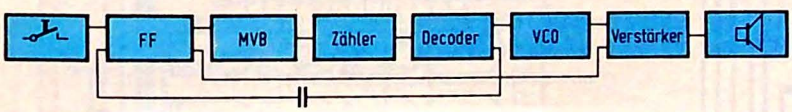


Bild 1. Blockschaltbild der elektronischen Tür-„Glocke"

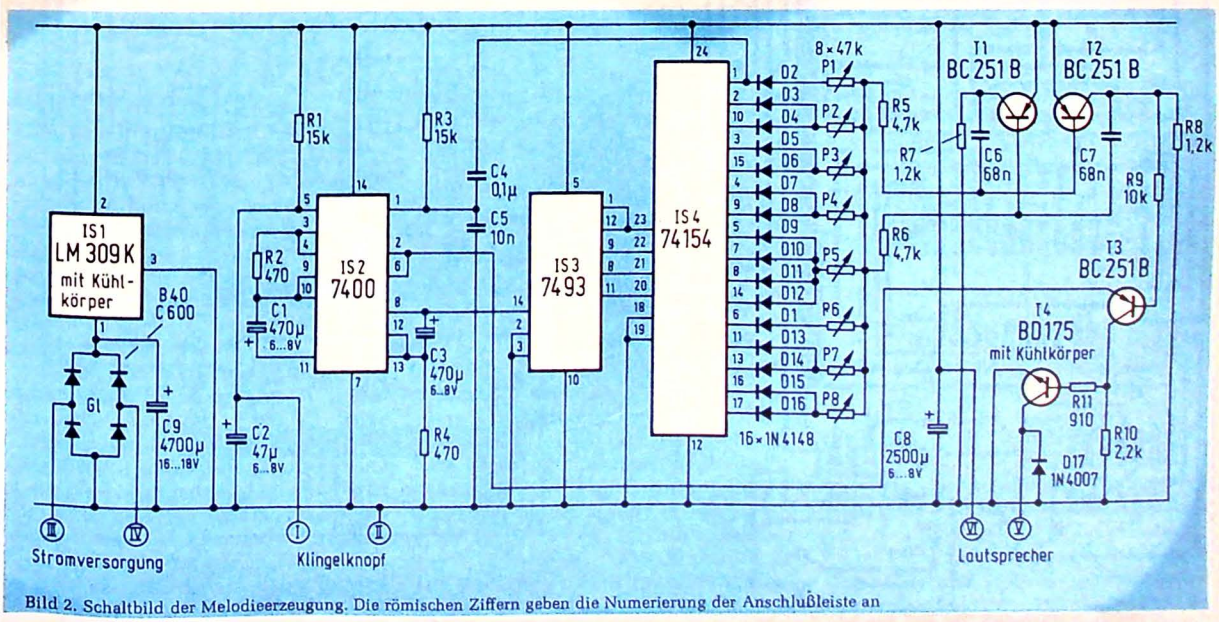


Bild 2. Schaltbild der Melodieerzeugung. Die römischen Ziffern geben die Numerierung der Anschlußleiste an

Der nachgeschaltete spannungsgesteuerte Oszillator ist um die Transistoren T1 und T2 aufgebaut. Der Transistor T3 dient zur Auskopplung der Tonfrequenz aus dem Oszillator und zur Ansteuerung der Endstufe.

Im Ruhezustand schwingt der Oszillator mit der Frequenz des ersten Tones der Melodie. Während dieser Zeit muß die Endstufe gesperrt werden. Diese Funktion wird ebenfalls durch den Transistor T3 wahrgenommen. Die Endstufe besteht aus einem einzelnen, mit Kühlkörper versehenen Transistor (T4).

Die Stromversorgung besteht aus einem Brückengleichrichter, einem 5-V-Spannungsregler und zwei Elkos. Gespeist wird die Stromversorgung aus einem 8-V-Klingeltrafo.

Der zeitliche Ablauf

Beim Drücken des Klingelknopfes wird der bistabile Multivibrator eingeschaltet. Dadurch kann der astabile Multivibrator schwingen und den Binärzähler weiterschalten. Gleichzeitig wird der Emitter des Transistors T3 nach + 5 V geschaltet. Dadurch wird

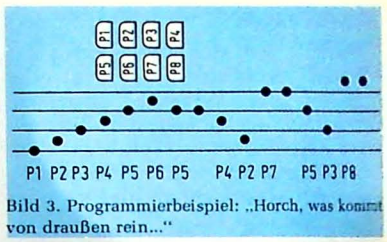


Bild 3. Programmierbeispiel: „Horch, was kommt von draußen rein..."

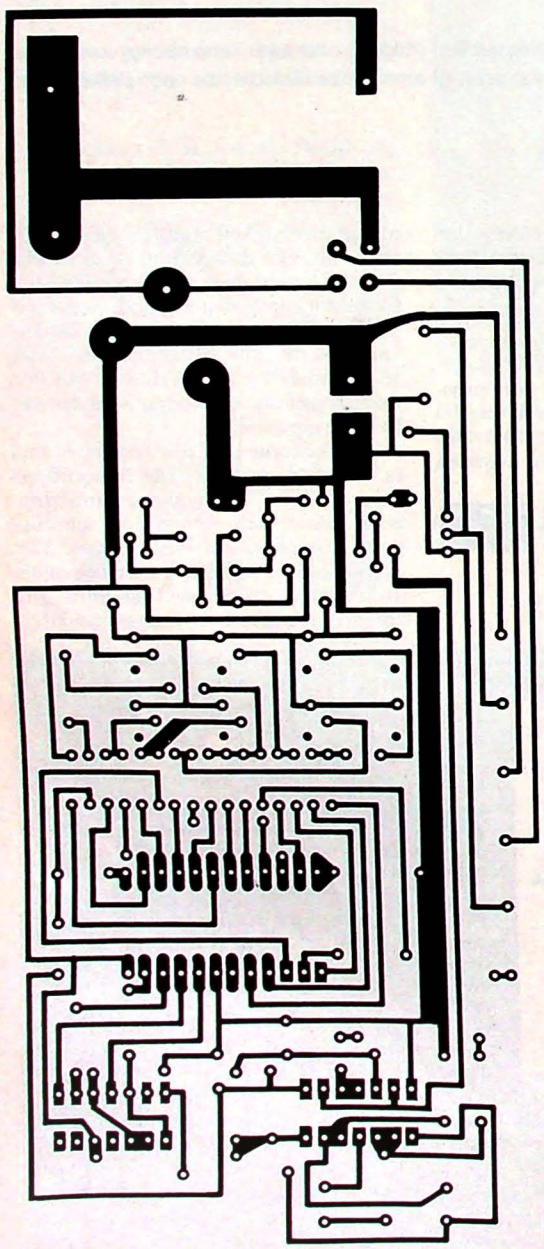


Bild 4. Die Platine enthält alle Bauelemente außer dem Klingeltrafo

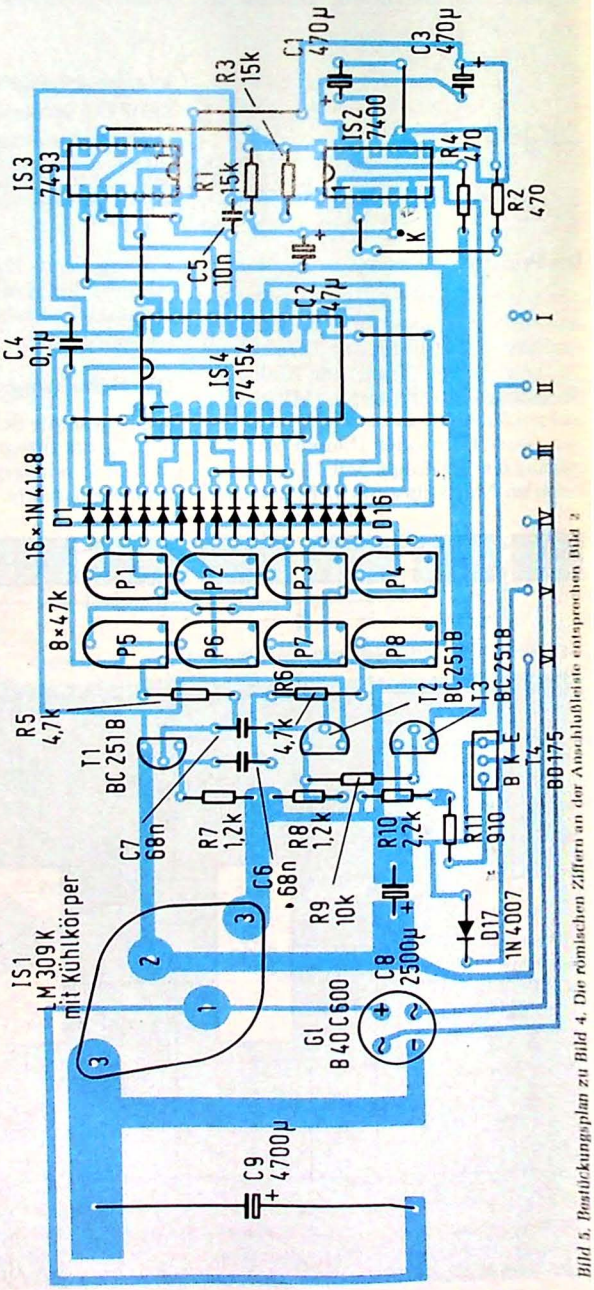


Bild 5. Bestückungsplan zu Bild 4. Die römischen Ziffern an der Anschlußleiste entsprechen Bild 2

die Endstufe freigegeben und die Töne des Oszillators gelangen zum Lautsprecher. Schalten der Zähler und der Decoder von Ton 16 nach Ton 1 um, so entsteht am Kondensator C4 ein kurzer Spannungssprung. Dieser Spannungssprung schaltet den bistabilen Multivibrator wieder aus. Dadurch wird der Emitter des Transistors T3 nach 0 Volt geschaltet, so daß die Töne des Oszillators nicht mehr zur Endstufe gelangen können. Der astabile Multivibrator schwingt nicht mehr, und der Binärzähler bleibt in der Stellung 0 stehen.

Die Poti-Einstellung

Nach der sorgfältigen Montage der Bauteile auf der Platine – es wird empfohlen, die integrierten Schaltungen auf Sockeln zu montieren – erfolgt die Einstellung der Potis wie folgt:

IS 3 und IS 4 werden aus den Sockeln entfernt. Ein Lautsprecher sowie die Versorgungsspannung werden angeschlossen. Anstelle des Klingelknopfes wird eine Drahtbrücke angeklemmt. Zum Justieren der acht Potis muß nun an IS 4 der jeweilige Ausgang mit Anschluß 12 (Minus) für die Dauer der Einstellung verbunden werden.

Die Zuordnung der Potis zu den Anschlüssen von IS 4 ist wie folgt: P 1 = 1, P 2 = 2, P 3 = 3, P 4 = 4, P 5 = 5, P 6 = 6, P 7 = 11, P 8 = 16.

Nach beendeter Stimmung werden die Versorgungsspannung abgeschaltet, die Schaltkreise IS 3 und IS 4 eingesetzt und die provisorischen Drahtbrücken entfernt.

Tips für den Nachbau

Eine gleichzeitige und gleichmäßige Verschiebung der Tonhöhe aller acht Töne kann erzielt werden, wenn zwischen die Widerstände R5 und R6 und die Potis P1...P8 ein Poti von 47 kΩ geschaltet wird. Die räumliche Anordnung der Potis auf der Platine sowie deren Zuordnung zu den einzelnen Tönen der Melodie sind in Bild 3 dargestellt.

Die Kondensatoren C1 und C3 bestimmen die einzelne Tondauer und damit die Laufzeit der Melodie. Wem ein flottes Abspielen der Melodie lieber ist, sollte statt 470 µF z. B. 220 µF für C1 und C3 wählen. Ein ständiges Drücken des Klingelknopfes hat ein dauerndes Wiederholen der Melodie zur Folge.

Bei der Bestückung der Platine (*Bild 4*) entsprechend *Bild 5* sind zuerst die eingezeichneten Drahtbrücken anzubringen. Der Punkt K bezeichnet den Anschluß für den Klingelknopf. Dieser Punkt ist mit einem Draht mit der Klemme 1 zu verbinden. Da bekanntermaßen Klingeltrafos eine erheblich höhere Leerlaufspannung als 8 V haben können, ist unbedingt darauf zu achten, daß die Spannung am Kondensator C9 den zulässigen Wert nicht überschreitet. Andernfalls ist ein Kondensator für eine höhere Betriebsspannung zu verwenden. Auf den Spannungsregler hat dies keinen Einfluß. Die Kreise mit römischen Ziffern bedeuten die Nummern der sechspoligen Anschlußklemme.

Herrmann Schreiber

Funktions- und Anschlußbestimmung bei Diskrethalbleitern

Typenflut und uneinheitliche Benennungen ergeben, daß man es oft mit Halbleitern zu tun hat, bei denen weder die Funktion (Bipolar-, Feldeffekt-, Unijunctiontransistor, Thyristor, Triac) noch die Anschlußfolge bekannt ist. Außerdem gibt es Firmen, die ihre Unterlagen zwar mit sehr sorgfältigen Gehäusezeichnungen illustrieren, dabei vielleicht sogar die Abmessungen angeben, aber jegliche Angabe über die Anschlußlage unterlassen. Das hier beschriebene Gerät gestattet eine eindeutige Funktions- und Anschlußbestimmung.

Arbeitsweise des Testers

Die Schaltung in *Bild 1* besitzt drei Anschlüsse (E, B, C), an die der Prüfling gelegt wird. Seine Anschlüsse werden manuell so lange vertauscht, bis eine Blinkanzeige die richtige Polung erkennen läßt. Das Vertauschen der Anschlüsse könnte auch durch zusätzliche Schalter oder durch Einführen des Prüflings in verschieden beschaltete Stecksockel erfolgen.

Angesteuert wird der Prüfling vom Blinktakt-Multivibrator T 1, T 2 über den Diodenschalter D 1 bis D 4. Seine Speisung erfolgt mit einer Wechselspannung, die durch D 5 und D 6 auf einen Wert begrenzt wird, der unter der Spannung liegt, bei der ein verkehrt gepolter Planartransistor auf Grund des Z-Dioden-Verhaltens der Basis-Emitter-Strecke leitend wird. Der über R 1 und R 2 zugeführte Basistrom des Prüflings wird in den Sperrphasen des Blinktakt-Multivibrators durch den Diodenschalter völlig von der Basis des Prüflings getrennt. Die Basis muß während dieser Sperrphase völlig offen bleiben, da beispielsweise ein zwischen B und E liegender Widerstand bei verkehrtem Einstecken des Prüflings eine zur Fehlanzeige führende Funktion in Kollektorschaltung bewirken kann.

Durch diese Maßnahmen wird erreicht, daß beim Anschluß eines normalen Bipolartransistors nur eine der beiden als Kollektorlast vorgesehenen und gegeneinander parallel geschalteten Leuchtdioden blinken kann. Bei geringer Stromverstärkung des Prüflings ($\beta<40$) verringert sich die Blinkhelligkeit; bei $\beta<10$ tritt kein Blinken mehr auf, womit auch eine grobe Funktionsprüfung möglich ist. Die Prüfung erfolgt mit einem Kollektorstrom von etwa 15 mA, bei dem nur für hohe Verlustleistungen ausgelegte Transistoren eine unzureichende Stromverstärkung aufweisen können. Das Gerät ist deshalb nur für Transistoren bis etwa 20 W Verlustleistung verwendbar.

Bei einem Sperrschicht-Feldeffekttransistor (JFET) sind Drain und Source vertauschbar; ein Unterschied besteht ausschließlich in den Kapazitäten. Bei Beschaltung mit dem Gate auf Anschluß B und Drain sowie Source beliebig auf C und E werden beide Leuchtdioden mehr oder weniger stark blinken. Über die Taste FET-TEST kann das Gate eine Wechselvorspannung erhalten, die höher ist als die Drainspannung. Der dazu eingeführte Vorwiderstand R 3 kann so hoch gewählt werden, daß er bei Bipolartransistoren kei-

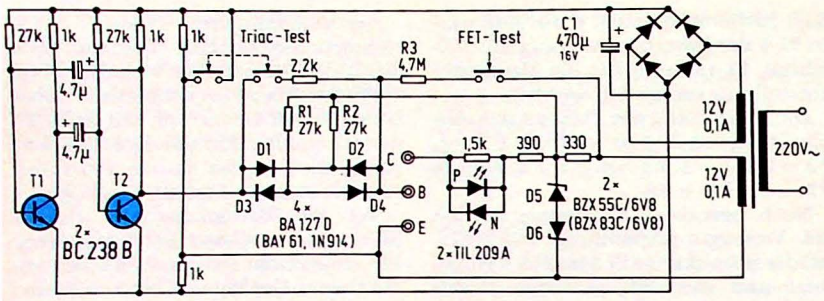


Bild 1. Bei automatischer Anzeige der Polarität unterscheidet das Gerät normale Bipolartransistoren von Typen mit integrierter Abschirmung, JFET von MOSFET sowie Triacs von anderen Typen

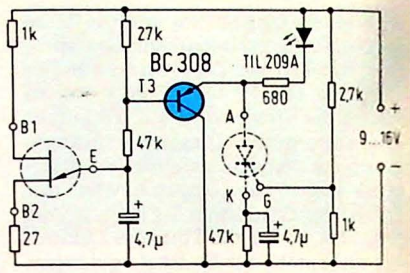


Bild 2. Zusatzschaltung zur Funktions- und Anschlußbestimmung bei Thyristoren und Unijunction-Transistoren

nen Einfluß hat. Die zusätzliche Vorspannung bewirkt beim JFET sicheres Abschalten während der Sperrphase, so daß nur die Leuchtdiode aufleuchtet, die der Polarität des Prüflings entspricht. Die andere wird höchstens bei Typen sehr hoher Pinch-off-Spannung etwas glimmen.

Metallgate-Feldeffekttransistoren (MOSFET) haben meist eine innere Verbindung zwischen Substrat und Source, deren Diodenwirkung die nicht der Polarität des Prüflings entsprechende Leuchtdiode dauernd aufleuchten läßt, während die andere bei richtigem Anschluß blinkt. Eine derartige Anzeige kann auch bei einem Bipolartransistor mit integrierter Abschirmung (BF 167, BF 173 und andere Typen mit geringer Rückwirkungskapazität) auftreten, wenn diese Abschirmung sich wie eine Diode zwischen Kollektor und Emitter verhält. Eine Unterscheidung dieser Transistoren von MOSFET ist jedoch durch Bedienen der FET-TEST-Taste möglich: Sie ändert nichts beim Bipolartransistor, läßt aber bei einem MOSFET beide Anzeigedioden gleichmäßig leuchten.

Der durch R 1 und R 2 begrenzte Steuerstrom ist meist zu gering, um einen Triac ansprechen zu lassen. Durch Drücken der Taste TRIAC-TEST kann man ihn so weit erhöhen, daß ein richtig angeschalteter Triac mittlerer Leistung ein gleichzeitiges Blinken beider Leuchtdioden bewirkt.

Bei manchen Thyristoren (SCR) hoher Gatempfindlichkeit kann eine dem NPN-Transistor entsprechende Blinkanzeige erhalten werden. Eine zuverlässige Aussage erhält man jedoch, wenn man den Prüfling in der Schaltung in *Bild 2* betreibt. Der Thyristor wird hier als Relaxationsschwinger betrieben und steuert direkt eine Leuchtdiode, die bei richtigem Anschluß kurze Blinkblitze abgibt.

Mit einem Unijunction-Transistor (UJT) erhält man in der Schaltung von Bild 1 keinerlei Blinkanzeige. Eine Überprüfung ist ebenfalls mit der Schaltung in Bild 2 möglich. Der UJT arbeitet dort als Sägezahn-Oszillator, während T 3 den erhaltenen Sägezahn für die Anzeige verstärkt und begrenzt.

Die Betriebsspannung für die Schaltung in Bild 2 kann an C 1 in Bild 1 entnommen werden. Eine komplementäre Version der Schaltung in Bild 2 würde sich zum Test von Thyristoren mit Anodengatter (PUT) und von UJTs mit N-Emitter eignen.

Anzeigefunktionen

In der *Tabelle* sind die vom beschriebenen Gerät gebotenen Prüfmöglichkeiten zusammengestellt. Anschlußvertauschungen oder auch Kurzschlüsse zwischen den Anschlüssen können weder dem Gerät noch dem Prüfling schaden. Bei Doppelgate-MOSFET kann mit zusammengeschalteten Gates gearbeitet werden, oder man kann jeweils ein Gate mit der Source verbinden.

Die Anschlußlage ist in der Tabelle mit Pfeilen angegeben: S → E bedeutet Source auf Emitteranschluß, G → B Gate auf Basisanschluß usw.

Tabelle: Anzeigefunktionen des Halbleiter-Testgeräts

Anzeige N	Anzeige P	Identifizierung
blinkt	dunkel	NPN-Transistor, eventuell auch Thyristor (in Schaltung 2 nachprüfen)
dunkel	blinkt	PNP-Transistor
blinkt	hell	– Wenn FET-TEST ohne Wirkung: Hf-Transistor, NPN – Wenn bei FET-TEST N und P hell: N-Kanal-MOSFET (S→E, G→B, D→C) – Wenn bei FET-TEST N dunkel und P hell: P-Kanal-MOSFET, verkehrt gepolt (S→C, G→B, D→E)
hell	blinkt	– Wenn FET-TEST ohne Wirkung: Hf-Transistor, PNP – Wenn bei FET-TEST N und P hell: N-Kanal-MOSFET (S→E, G→B, D→C) – Wenn bei FET-TEST N hell und P dunkel: N-Kanal-MOSFET, verkehrt gepolt (S→C, G→B, D→E)
blinkt	blinkt	– Wenn bei FET-TEST P dunkel oder fast dunkel, N hell oder hell blinkend: N-Kanal-JFET (S→E, G→B, D→C oder S→C, G→B, D→E) – Wenn bei FET-TEST N dunkel oder fast dunkel, P hell oder hell blinkend: P-Kanal-JFET (S→E, G→B, D→C oder S→C, G→B, D→E).
hell dunkel	dunkel hell	Tyristor, UJT (in Schaltung 2 nachprüfen), sonst verkehrt angeschlossener oder nur als Diode arbeitender Halbleiter
hell	hell	Defekt durch inneren Kurzschluß
dunkel	dunkel	– Wenn TRIAC-TEST ohne Blinkwirkung: Thyristor, UJT (in Schaltung 2 nachprüfen) oder defekter Halbleiter – Wenn bei TRIAC-TEST beide Anzeigen blinken: Triac (T 1→E, G→B, T 2→C)

Bei Modellfernsteuerungen ist Energie, sprich Akku-Kapazität, meist Mangelware. Es liegt daher nahe, bei der Drehzahlregelung z. B. von Schiffsmotoren nicht unnötig Leistung zu „verbraten", sondern – ähnlich wie bei Triac-Lichtsteuerungen – eine geschaltete, also digitale Regelung zu realisieren. Der Gesamtwirkungsgrad läßt sich so wesentlich verbessern.

Wilfried Schmitten

Digitaler Drehzahlregler

Aufgaben des Drehzahlreglers

Aus einem Eingangsimpuls variabler Breite (etwa 1,2...1,8 ms; Wiederholrate ca. 25 ms) sollen folgende Informationen zur Steuerung eines Elektromotors gewonnen werden: Ein/Aus, Links-/Rechtslauf, und stufenlose Regelung der Drehzahl bis zur Höchstgeschwindigkeit proportional zur Impulsbreite.

Eine Regelung der Speisespannung des zu steuernden Motors scheidet wegen der auftretenden hohen Verlustleistung aus. Die Steuerung erfolgt daher über die Einschaltzeit des Motors, wobei diese Zeit in 15 Stufen verändert wird.

Die Schaltung ist für negative oder positive Kanalimpulse geeignet (Umschaltung durch Lötbrücken) und kann hinsichtlich Impulsvariation und Wiederholrate in weiten Grenzen an verschiedenste Fernsteuer-Anlagen angepaßt werden.

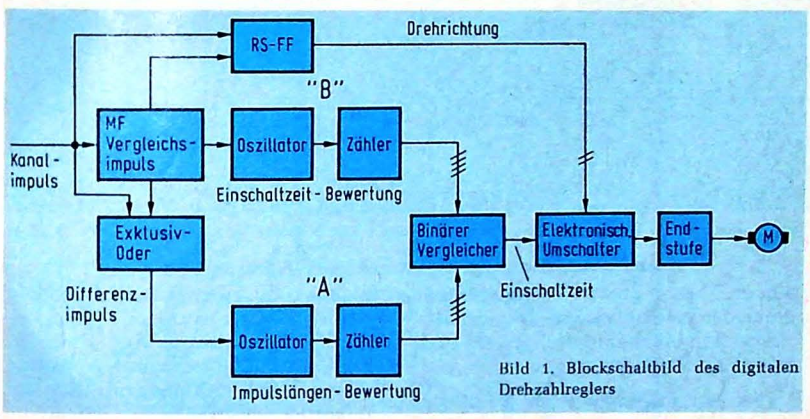
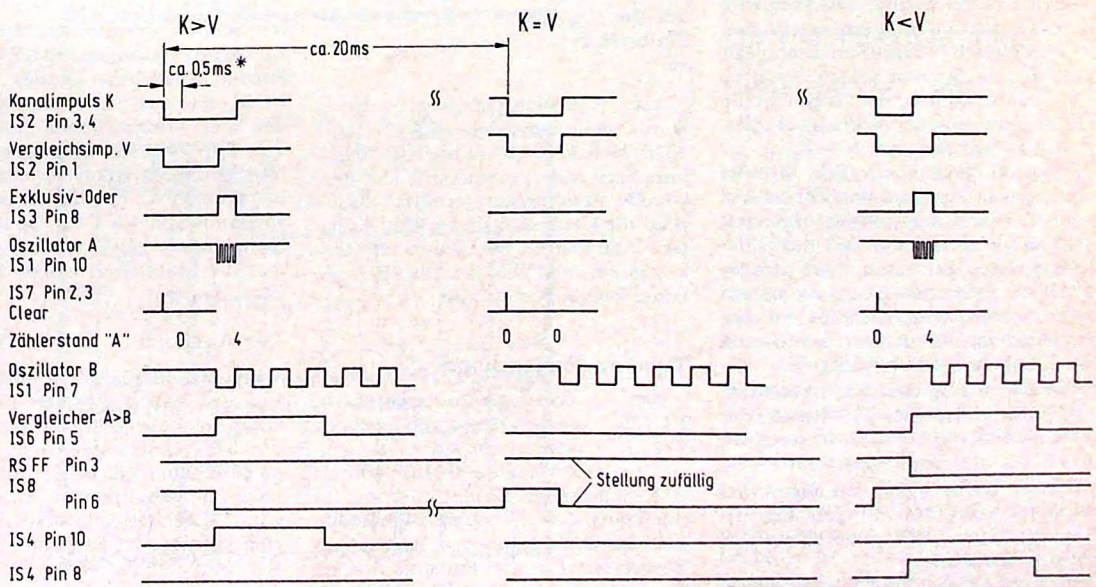


Bild 1. Blockschaltbild des digitalen Drehzahlreglers

Die Schaltung

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des digitalen Reglers. Der eintreffende Kanalimpuls löst mit seiner Vorderflanke ein Monoflop aus, das als Zeitvergleich mit der Eingangs-Impulsbreite dient. Kanalimpuls und Vergleichsimpuls werden in einer Exklusiv-Oder-Schaltung miteinander verglichen. Bei übereinstimmender Dauer ist der Ausgang L, keine der nachfolgenden Schaltungen wird aktiviert, der Motor bleibt ausgeschaltet. Weichen die Impulslängen voneinander ab, erscheint am Ausgang der Exklusiv-Oder-Schaltung ein positiver Impuls; seine Länge entspricht der Differenz der beiden Eingangsimpulse. Dieser Impuls wird invertiert und setzt während seiner Dauer einen Oszillator „A" in Betrieb. Die Ausgangsimpulse des Oszillators werden von einem nachgeschalteten Dualzähler gezählt. Die Frequenz des Oszillators „A" ist so bemessen, daß bei maximaler Abweichung von Kanal- und Vergleichsimpuls der Dualzähler den Zählerstand 15 erreicht, d. h. die Zeit-



* Zeitangaben sind nur als ungefährer Maßstab gedacht.

Bild 2. Zeitlicher Ablauf in Abhängigkeit vom Eingangssignal

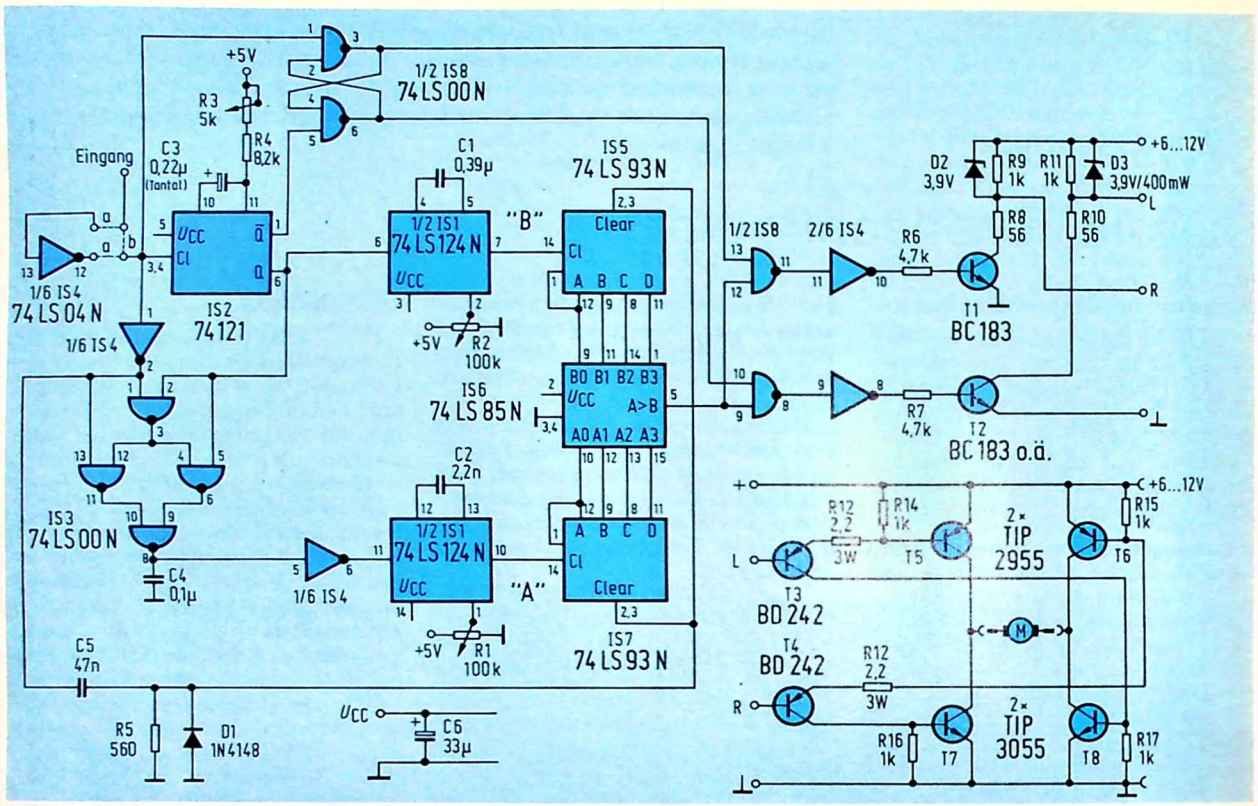


Bild 3. Gesamtschaltung der Drehzahlregelung. Je nach Polarität der Eingangsimpulse sind die Brücken a oder b einzulöten

differenz wird mit Zählerständen zwischen 1 und 15 bewertet.

Ein weiterer Oszillator „B" wird nach dem Rückschalten des Vergleichsmonoflops in Betrieb gesetzt. Seine Ausgangsimpulse werden ebenfalls von einem Dualzähler gezählt. Die Frequenz dieses Oszillators ist so eingestellt, daß die Zeit zwischen zwei Kanalimpulsen in 15 gleiche Schritte unterteilt wird.

Ein dualer Komparator vergleicht die Zählerstände von „A" und „B" und liefert ein H-Signal, wenn A > B.

Der zeitliche Ablauf (*Bild 2*) sieht dann so aus: Oszillator und Zähler „A" werden zuerst freigegeben; letzterer stellt sich während der Zeit des Differenzimpulses auf einen Wert proportional der zeitlichen Abweichung von Kanal- und Vergleichsimpuls ein. Dadurch gilt am Vergleicher A > B, und der Komparator liefert H-Signal.

Nach dem Vergleichsimpuls arbeiten Oszillator und Zähler „B". Sobald der Zählerstand von B=A wird, wechselt das Signal des Vergleichers auf L.

Damit ist ein Signal vorhanden, das proportional zur Kanalimpulslänge die Einschaltdauer des angeschlossenen Motors bestimmt.

Ein RS-Flipflop sorgt für die Umschaltung der Drehrichtung. Kanalimpuls und Vergleichsimpuls liegen an je einem Eingang dieses Flipflops. Wenn einer der beiden Impulse beendet ist, nimmt es eine definierte Lage ein und bestimmt die Drehrichtung.

Die Ausgangssignale des Flipflops und des Vergleichers werden einer Torschaltung zugeführt und steuern die Treiberstufe für Links- bzw. Rechtslauf an.

Als Gleichspannungsverstärker wurde eine bereits in FUNKSCHAU 1976, Heft 4, S. 157 publizierte Schaltung verwendet, so daß sich hier eine weitere Beschreibung erübrigt. *Bild 3* zeigt die Gesamtschaltung, *Bild 4* eine passende Platine, *Bild 5* deren Bestückungsseite und *Bild 6* schließlich die Bauelemente-Bestückung.

Tips für den Nachbau

Der Gleichspannungsverstärker T3...T8 sowie die Widerstände R12...R17 werden am besten gemeinsam an der Rückseite eines Kühlkörpers isoliert befestigt. Kühlung ist nur für die Transistoren T3 und T4 erforderlich, die einen Strom von etwa 1 A als Basisstrom für die Endstufe liefern, damit die Transistoren T5...T8 im Bereich der Sättigung arbeiten. Bei Verwendung leistungsschwächerer Motoren können die Werte von R12 und R13 wesentlich erhöht werden.

Die Logik-Baugruppe findet auf der beidseitig kupferkaschierten Platine Platz und wird mit Abstandrollen am Kühlkörper befestigt.

Durch Verwendung von Low-Power-Schottky-Bausteinen [2] ergibt sich ein relativ geringer Stromverbrauch. Einzige Ausnahme ist das Monoflop 74121, das aus Stabilitätsgründen bei der hier erforderlichen Impulslänge dem Typ 74LS122 vorgezogen wurde. Der Strombedarf der Gesamtschaltung beträgt etwa 42 mA bei einer Betriebsspannung von 4,8 V für die IS; die Motorspannung kann 6...12 V betragen, und der Motorstrom sollte 10 A nicht überschreiten.

Der Abgleich

Der Abgleich ist recht einfach, da es sich um spannungsgesteuerte Oszillatoren handelt, deren Frequenz sich durch Verändern der Gleichspannung an den Stiften 1 (Osz. A) und 2 (Osz. B) etwa im Verhältnis 4:1 variieren läßt. Ohne Meßmittel geht man am günstigsten in folgender Reihenfolge vor:

R1: Schleifer an Masse = min. Frequenz.

R2: Schleifer an U_{CC} = max. Frequenz.

Dann nimmt man die Fernsteueranlage

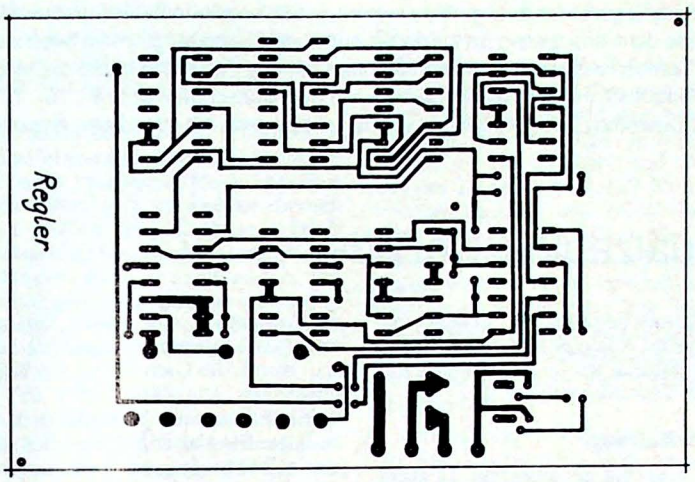


Bild 4. Lötseite der Platine

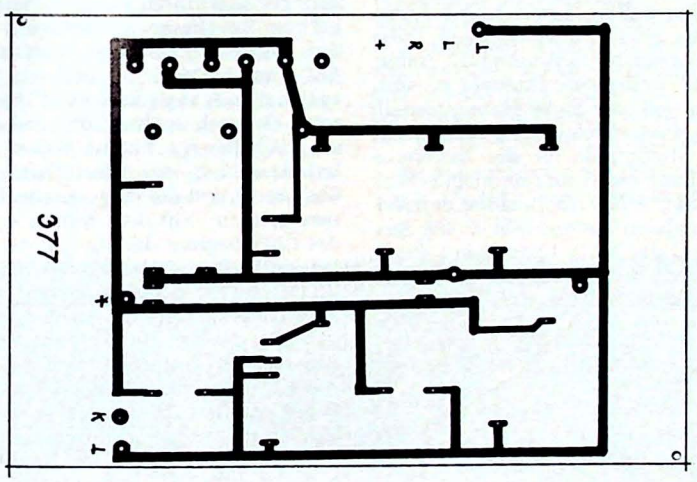


Bild 5. Bestückungsseitige Leiterbahnen der Drehzahlregler-Platine

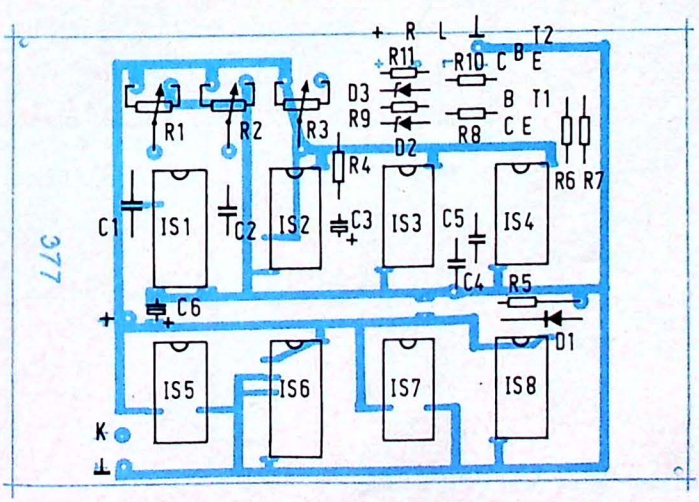


Bild 6. Bestückungsplan zu Bild 4 und Bild 5

in Betrieb und schließt den Motor an. In Mittelstellung des Steuerknüppels soll der Motor abgeschaltet sein; dies kann mit R3 eingestellt werden.

Beim Bewegen des Steuerknüppels von der Mitte zum Maximum muß der Motor kontinuierlich beschleunigen. Mit R1 ist die Frequenz von Oszillator „A" zu erhöhen, bis die maximale Drehzahl erreicht wird.

Wird die Frequenz zu hoch, überschreitet der Zähler „A" die Zahl 15, und der Motor schaltet ab oder läuft wieder langsamer. Diese „Nullstelle" sollte gerade eben außerhalb des Regelbereiches des Steuerknüppels liegen.

Anschließend wird mit R2 die Frequenz von Oszillator „B" bis zur maximalen Motordrehzahl verringert. Dieses Maximum ist erreicht, wenn Zähler „B" in der Zeit zwischen 2 Kanalimpulsen den Zählerstand 14 erreicht. Beim Unterschreiten dieser Zahl bleibt die Drehzahl konstant, da ständig A>B ist; die Steuerung der Drehzahl ist jetzt aber merklich grober abgestuft.

Der Abgleich ist genauer, wenn die Stromaufnahme des Motors gemessen wird und dann auf maximalen Strom abgeglichen wird.

Literatur

[1] Drehzahlregler mit Drehrichtungs-Umpolung. FUNKSCHAU 1976, Heft 4, Seite 157.

[2] Spannungsgesteuerter Oszillator. Applikationsbericht 74S124, Texas Instruments.

Hilfsmittel zur Platinenbestückung

FUNKSCHAU 1977, Heft 23, Seite 1103

Die beschriebene Biegelehre halte ich für ausgezeichnet. Auf die Schwierigkeit des Biegens der Lehre wegen des kleinen Abstandes „a" weist der Verfasser zum Schluß allerdings selbst hin.

Wesentlich einfacher ist es, die Biegelehre aus einem konisch zurechtgesägten Holzbrett von etwa 1 cm Dicke und 10...15 cm Länge mit seitlich angeschraubten Blechstreifen anzufertigen. Für den Maßstab müßte die gerade Seite des Brettchens angeschrägt werden, oder aber man befestigt unter dem Brett ein über die gerade Seite hinausragendes dünnes Blech.

Die gewünschten Rastermaße können auf dem Holz durch Querstriche gekennzeichnet werden, wobei die Dicke der Seitenbleche und die Radien der zu biegenden Anschlußdrähte (für die man etwa 0,5 mm annehmen kann) zu berücksichtigen sind.

Kurt Markwitz

K.-Alfred Knapp

In der Praxis ist es manchmal notwendig, Dualzahlen, wie sie beispielsweise von vielen Analog-Digital-Wandlern geliefert werden, in BCD-codierte Zahlen umzuwandeln, um diese dann anzuzeigen. Im folgenden Aufsatz wird eine Möglichkeit beschrieben, dafür Taschenrechner einzusetzen. Die beschriebene Schaltung bietet die Möglichkeit, Dualzahlen mit einer Wortlänge bis zu 16 Bit, insbesondere aber 8-, 10-, 12- und 16-Bit-Dualzahlen, also Wortlängen von handelsüblichen AD-Wandlern, anzuzeigen.

Taschenrechner als Dualzahlen-Decoder

Funktionsweise

Zuerst soll einmal die rechnerische Umwandlung einer Dualzahl in eine Dezimalzahl erläutert werden. Eine Dualzahl kann folgendermaßen umgewandelt werden: $Z_{10} = 2^0 \cdot Q_0 + 2_4 \cdot Q_1 + 2^2 \cdot Q_2 + ...$(Gl. 1)
wobei die Koeffizienten Q_0, Q_1..., nur die Werte 0 oder 1 annehmen können.

Für eine achtstellige Dualzahl läßt sich diese Gleichung wie folgt umschreiben:

$$Z_{10} = [(((Q_7 \cdot 2 + Q_6) \cdot 2 + Q_5) \cdot 2 + Q_4) \cdot 2 + ... + Q_1] \cdot 2 + Q_0 \quad \text{(Gl. 2)}$$

Hierzu ein Beispiel: Die Dualzahl Z_2 = 11011001 ist nach beiden Gleichungen in eine Dezimalzahl Z_{10} umzuwandeln.

Nach Gl. 1:

$$Z_{10} = 1 \cdot 2^7 + 1 \cdot 2^6 + 0 \cdot 2^5 + 1 \cdot 2^4 + 1 \cdot 2^3 + 0 \cdot 2^2 + 0 \cdot 2 + 1$$
$$V = 128 + 64 + 0 + 16 + 8 + 0 + 0 + 1 = 217$$

Nach Gl. 2:

$$Z_{10} = ((((((1 \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 1) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 0) \cdot 2 + 1 = 217$$

Die Gleichung 2 ist für die Zahlenumwandlung mit Billigsttaschenrechnern besser geeignet als Gleichung 1, da sie keine Zwischenspeicherung erfordert. Als Taschenrechner wird ein preiswertes Modell, z. B. „Privileg-Beginner", verwendet (*Bild 1*). (Näheres zu diesem Rechner siehe [1].)

Der verwendete Taschenrechner arbeitet nach der „Umgekehrten polnischen Notation", d. h. nach Eingabe der 1. Zahl muß eine ENTER-Taste (hier die „+"-Taste) gedrückt werden.

Für das eben betrachtete Zahlenbeispiel müssen also folgende Tasten gedrückt werden:

1 + 2 x 1 + 2 x 0 + 2 x 1 + 2 x 1 + 2 x 0 + 2 x 0 + 2 x 1 +

Steht an einer Stelle der Dualzahl der Wert 0, dann braucht keine Zahl in den Rechner eingegeben werden und auch nicht die „+"-Taste gedrückt zu werden. Dies vereinfacht etwas den Ablauf bei der Zahlenumwandlung. Zum „elektronischen Drücken" der Rechnertasten sind Analogschalter vorgesehen; die Schaltung wurde ausschließlich in CMOS-Technik realisiert [2].

Die Schaltung

Da eine bis zu 16stellige Dualzahl umgewandelt werden soll, sind in der Schaltung (*Bild 2*) zwei 8-Bit-Schieberegister (IS 1, IS 2) vorgesehen. Diese *Schieberegister* (*SR*) haben die Aufgabe, die anliegende Dualzahl zu speichern und jede Stelle einzeln (seriell) zur weiteren Verarbeitung auszugeben. Den Startimpuls für die Zahlenumwandlung liefert ein *monostabiler Multivibrator* (*MMV, IS 3*), indem er in seinen stabilen Zustand fällt [3]. Der Ausgang Q des MMV führt dann L-Pegel, wodurch die anliegende Dualzahl in die SR übernommen wird. Das H-Signal am Ausgang $\overline{Q}$ des MMV läßt einen *astabilen Multivibrator* (*AMV*), aufgebaut durch die Gatter N 1 und N 2, anschwingen. Die Zähler IS 6, IS 7 und IS 8 befinden sich beim Start in ihrer Nullage. Die Gatter N 3 und N 4 bilden eine UND-Stufe und verknüpfen die Ausgänge „0" von IS 7 und IS 8, die noch H-Pegel führen, mit dem Ausgang „1" von IS 6. Dieser Ausgang geht nach dem ersten einlaufenden Impuls des AMV auf H-Pegel, gleichzeitig wird auch der Ausgang von N 4 auf High gesetzt. Dadurch schließt der elektronische Schalter S 1 für die Dauer eines Impulses, d. h. die Clear-Taste wird überbrückt und die Anzeige des Rechners gelöscht. Mit dem dritten Impuls des AMV beginnt die eigentliche Zahlenumwandlung. Das *höchstwertigste Bit* (*MSB*) der im SR gespeicherten Dualzahl liegt am seriellen Ausgang (Pin 3 von IS 2) des SR und wird auf die beiden Gatter N 5 und N 7 geführt. Der Ausgang „3" von IS 6 geht dann auf H-Pegel. Ist das MSB High, wird der Schalter S 2 betätigt und so eine 1 in den Rechner eingegeben. Nach dem

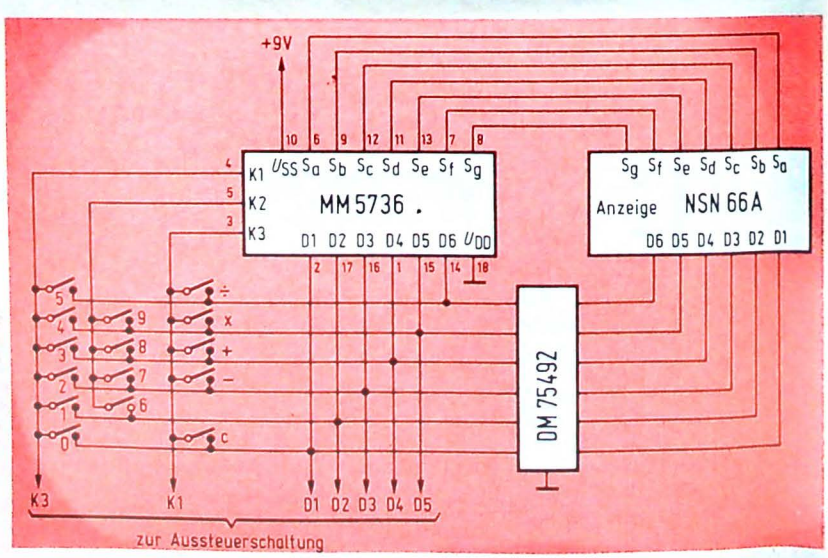


Bild 1. Schaltbild eines Billigst-Rechners mit der IS MM 5736. Bei der Auswahl geeigneter Taschenrechner sollte man darauf achten, daß sie in der Umgekehrten Polnischen Notation arbeiten

fünften Impuls führt der Ausgang „5" von IS 6 H-Pegel; mit MSB = H wird über N 7 und N 8 S 3 geschlossen und so die „+"-Taste betätigt. Bei MSB = L werden S2 und S3 nicht betätigt.

Die Zähler IS 7 und IS 8 können so verschaltet werden, daß sie sich nach 8, 10, 12 oder 16 eingelaufenen Impulsen zurücksetzen, d. h. es werden die einzelnen Stellen der anliegenden Dualzahl abgezählt (neben den angegebenen Wortlängen können auch andere Bitzahlenlängen eingestellt werden). Der Ausgang „6" von IS 6 ist aus diesem Grund mit dem Takteingang von IS 7 verschaltet.

Mit dem Ausgang „7" von IS 6 erfolgt die Eingabe der Zahl 2 durch den Schalter S 4, mit dem Ausgang „8" wird ein Schiebetakt für das SR abgegeben, damit im nächsten Zyklus die nächstniederwertige Stelle verarbeitet werden kann. Mit Ausgang „9", also nach dem neunten Impuls, wird S 5 betätigt und so eine Multiplikation durchgeführt. Danach setzt sich IS 6 zurück, und der eben beschriebene Vorgang beginnt für das nächstniederwertigere Bit (Stelle) von neuem; allerdings wird die Anzeige nicht mehr gelöscht, da jetzt Ausgang „0" von IS 7 nicht mehr H-Pegel führt.

Ist die letzte Stelle (*LSB = niederwertigste Stelle*) eingeschoben und addiert worden, erfolgt, sobald der Ausgang „6" von IS 6 auf High springt, das Rücksetzen von IS 6, IS 7 und IS 8 sowie das Triggern des MMV (IS 3). Die Verzögerungszeit des MMV beträgt etwa 0,8 s. Während dieser Zeit wird der AMV gesperrt und das SR wird zur Aufnahme einer neuen Dualzahl vorbereitet, gleichzeitig zeigt der Rechner das Ergebnis der Zahlenumwandlung an. Das Ende der Verzögerungszeit bewirkt den Start eines neuen Umwandlungszyklus.

Im Schaltbild sind die Verbindungen für die 8-, 10-, 12- und 16stellige Zahlenumwandlung angedeutet. Sind nur 8stellige Dualzahlen umzuwandeln und anzuzeigen, dann können IS 1 und IS 7 eingespart werden. Hierbei sind Pin 5 von IS 6 mit Pin 14 von IS 8, Pin 3 von IS 8 mit Pin 2 von N 3 und Pin 9 von IS 8 mit Pin 15 von IS 8, Pin 15 von IS 6 und Pin 8 von IS 3 zu verschalten.

Die Periodendauer des AMV wurde empirisch auf etwa 10 ms festgelegt, kann aber in weiten Grenzen z. B. durch Ändern des 33-nF-Kondensators geändert werden.

Eine weitere Einsatzmöglichkeit dieser Schaltung wäre beispielsweise ein Frequenzmesser, der mit Binärzählern aufgebaut ist.

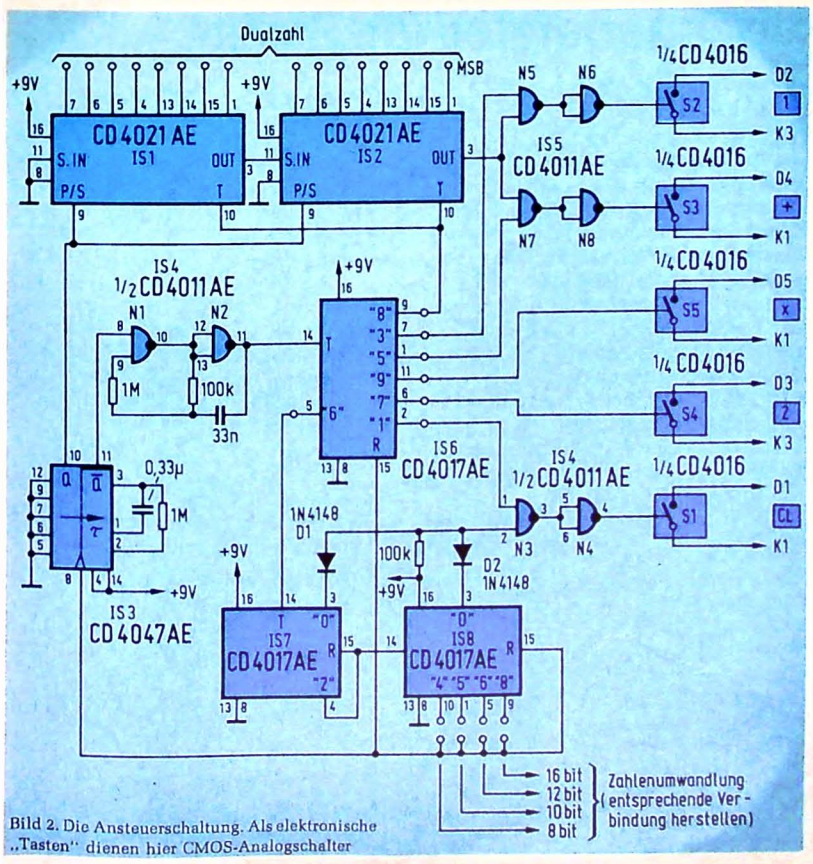


Bild 2. Die Ansteuerschaltung. Als elektronische „Tasten" dienen hier CMOS-Analogschalter

Literatur:

[1] Calculator chip makes a counter, Applikationsschrift der Fa. National Semiconductor

[2] CMOS-Datenbuch der Fa. RCA

[3] CMOS-Applikationsbuch der Fa. RCA

■

Nachtrag zu „Digitale Dunkelkammerschaltuhr"

FUNKSCHAU 1977, Heft 23, S. 1104

Einige Leser hatten beim Nachbau Schwierigkeiten im Zusammenhang mit den BCD-Schaltern. Es können wahlweise – ohne Schaltungsänderung – BCD-Komplement-Codierschalter verwendet werden, oder, falls diese nicht zu beschaffen sind, normale BCD-Codierschalter. Im ersten Fall ist der Schleifer der Schalter an Masse zu legen; im zweiten Fall an + 5 V, gleichzeitig werden dann an den Anschlüssen A,B,C,D Widerstände von etwa 1 kΩ nach Masse erforderlich.

Die Schaltung (Bild 1) enthält einen kleinen Fehler: Pin 2 der IS 74192 muß nicht mit Pin 3, sondern mit Pin 1 der IS 7447 verbunden werden. Pin 3 ist nämlich der „Lamp Test"-Eingang; wenn er an Masse gelegt wird, leuchten alle Segmente der LED-Anzeige auf.

Nachtrag zum Universalfilter

FUNKSCHAU 1977, Heft 26, S. 1264

Beim Aufbau des in Bild 3 angegebenen einfachen Netzgerätes ist es empfehlenswert, die Verbindung von der IS 78 M 24 C zu der Z-Dioden-Stabilisation und damit den Kondensatoren C5 und C6 nicht zu lang werden zu lassen, da sonst Schwingneigung auftreten kann. Ferner wurden im Bestückungsplan (Bild 9) versehentlich die Schleifer des zweipoligen Umschalters S2 vertauscht – auch hier war bei manchen Nachbauern Schwingen die Folge.

Nachtrag zur Elektronischen Spieluhr

FUNKSCHAU 1977, Heft 21, S. 994

In die Platinenzeichnung des Taktgebers (Bild 13) hat sich ein Fehler eingeschlichen. Es fehlt die Verbindung vom gemeinsamen Anschluß der acht Übertragseingänge zu Pin 14 der IS 7.

Schaltungs-kniffe – von Lesern für Leser

200 DM für jede veröffentlichte Schaltungs-Idee

Sicher ist es auch Ihnen schon einmal so gegangen: Man hat eine „geniale" Idee, wie man ein bestimmtes elektronisches Problem mit geringstem Aufwand, aber doch reproduzierbar lösen kann. Ein „Stachelschwein"-Aufbau ist schnell gemacht, und vielleicht funktioniert die Schaltung sogar.

Daraus gleich eine Bauanleitung mit Platinenvorschlag und Abgleichanweisung zu machen, ist sicher oft übertrieben und manchmal auch gar nicht notwendig. Da aber viele FUNKSCHAU-Leser sich gerade für solche Schaltungskniffe besonders interessieren, wäre es zu schade, die Idee nur in einem Notizbuch festzuhalten oder sie gar in den Papierkorb zu werfen.

Wie soll die Schaltungs-Idee aussehen?

Wir wollen uns bei dem Schaltungswettbewerb darauf beschränken, nur solche Schaltungen zu veröffentlichen, die

- mit handelsüblichen Bauelementen auskommen,
- vom Umfang her zusammen mit einem kurzen, erläuternden Text nicht mehr als eine halbe Seite in der FUNKSCHAU beanspruchen, und
- bei Zugrundelegung üblicher Einzelstück-Katalogpreise nicht zu teuer sind (Richtwert: etwa 20 DM).

Bitte schicken Sie uns aber nur solche „Schaltungskniffe", die von Ihnen selbst stammen. Halbleiter-Applikationsschriften haben wir selbst genug!

Noch irgendwelche Unklarheiten? Nein? Na also.

...und hier gleich der erste Schaltungskniff:

Gerard Daleiden

Funktionsgenerator für Sinus, Dreieck, Rechteck und e-Funktion

Mit einer CMOS-IS vom Typ 4011 läßt sich ein Sinus-, Dreieck-, Rechteck- und Exponential-Funktionsgenerator aufbauen, wobei Rechteck und Dreieck dauernd zur Verfügung stehen und zwischen Sinus- und Exponential-Funktion umgeschaltet werden muß (*Bild*). Der Frequenzbereich läßt sich in einem Verhältnis von größer 100 : 1 einstellen; bei der angegebenen Dimensionierung beträgt er 30 bis 3500 Hz. Beim Aufbau des Funktionsgenerators wurde die Kennlinie von CMOS-IS konsequent ausgenutzt, und zwar der lineare Teil zur Erzeugung der Dreieckschwingung sowie der nichtlineare Teil zur Sinus- und Exponential-Formung.

Gatter N 1 und N 2 bilden zusammen mit R 2 und R 3 einen Komparator mit Hysteresis. Diese wird durch das Verhältnis der beiden Widerstände bestimmt:

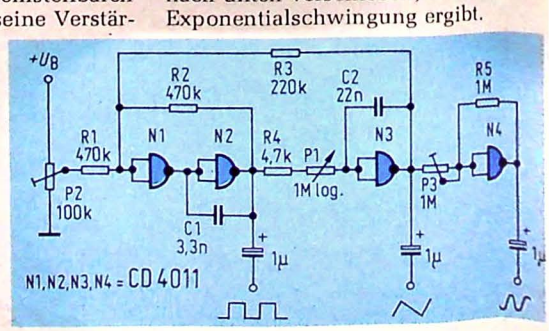
$$U_{Hys} = U_B \cdot \frac{R_3}{R_2}$$

Der Ausgang des Komparators liegt entweder auf U_B oder auf U_0. Diese Spannung wird vom Integrator, gebildet aus Gatter N 3, Kondensator C 2 und Potentiometer P 1, integriert. Erreicht die Ausgangsspannung des Integrators den Triggerpegel des Komparators, so schaltet dieser um, und N 3 integriert in die andere Richtung bis der Komparator wieder umschaltet. Damit ist die Amplitude der entstehenden Dreieckschwingung festgelegt. Sie ist gleich der Hysteresis U_{Hys}. C 1 soll dabei bei höheren Frequenzen die Flanken der Rechteckschwingung dämpfen.

Durch Ändern des Kondensators C 2 läßt sich der Frequenzbereich nach höheren und tieferen Frequenzen hin erweitern; ab 10 kHz erhöht sich jedoch der Klirrfaktor erheblich.

Gatter N 4 bildet einen einstellbaren Verstärker. Mit P 1 wird seine Verstärkung so eingestellt, daß die Spitzen der Dreieckspannung an der nichtlinearen Kennlinie der IS abgerundet werden. Mit dem Trimmer P 2 wird die Mittenspannung des Dreiecks so eingestellt, daß die Spitzen der Dreickspannung symmetrisch beschnitten werden. Durch diesen einfachen Abgleich läßt sich eine Sinusschwingung mit einem Klirrfaktor von kleiner 5 % erreichen. Ein Oszilloskop ist allerdings unbedingt erforderlich.

Mit P 2 und P 3 kann man außerdem den Arbeitspunkt des Gatters N 4 so nach unten verschieben, daß sich eine Exponentialschwingung ergibt.



Funktionsgenerator aus einem 4011. Pin 7 ist an Masse zu legen, Pin 14 an +5...10 V; bei 9 V ist der Stromverbrauch etwa 5 mA. Zu verwenden ist die ungepufferte Ausführung des 4011

Ing. (grad.)
Ulrich Hüllenhagen

Die zwei hier beschriebenen Digitalschaltungen in CMOS-Technik sollen dem Dia-Freund die Möglichkeit geben, seine Dias mit jedem handelsüblichen Tonbandgerät oder Kassettenrecorder ohne Dia-Impulsgeber (!) zu vertonen und gleichzeitig mit zwei fernbedienbaren Projektoren eine „Duovision" mit erstaunlichen Effekten zu realisieren. Der Abgleich kann ohne Meßgeräte erfolgen.

Diavertonung + Duovision = perfekte Dia-Show

Jeder Dia-Freund kann sich vorstellen, wie angenehm es ist, eine Dia-Show automatisch vom Magnetband steuern zu lassen. Der Vorteil liegt auf der Hand: Man kann die Dias mit Musik unterlegen und zu jedem Dia den passenden Text sprechen. Die im Handel erhältlichen Geräte machen dies ausgezeichnet, doch brauchen sie meist eine zusätzliche Impulsspur und die zugehörigen Ton- und Löschköpfe. Daraus ergibt sich, daß das Magnetband nur in einer Richtung (bei Stereofonie) verwendet werden kann. Das erste der hier beschriebenen Geräte kann an jedes Tonbandgerät bzw. jeden Kassettenrecorder angeschlossen werden, *ohne* daß eine zusätzliche Spur beansprucht wird. Somit ist eine Stereovertonung möglich, und zwar in beiden Richtungen. Der Steuerimpuls wird der Musik bzw. der Sprache unterlegt.

Zusätzlich kann über ein zweites Gerät eine Duovision (das ist eine Vorführung mit zwei Projektoren) realisiert werden. Ein Beispiel möge auf die Vorteile der Duovision hinweisen. Sie haben in Athen die Akropolis fotografiert – viele Totalaufnahmen und sehr viele Detailaufnahmen. Bei jeder Detailaufnahme müssen Sie nun erläutern, wo sich dieser Gegenstand befindet. Per Duovision zeigen Sie eine Großaufnahme des Objektes (z. B. Portal) und lassen dieses Dia bei der Vorführung in einem Projektor stehen, wobei auf dem anderen Projektor die Detailaufnahmen zu sehen sind. Mit einem Leuchtzeiger ist es nun sehr einfach, den entsprechenden Platz auf der Großaufnahme zu lokalisieren. Es lassen sich natürlich noch andere Effekte erzielen, z. B. Ein- bzw. Überblendungen. Doch hier muß jeder sein eigener Regisseur sein.

Das Prinzip der Schaltungen

Während der Sprach- bzw. Musikaufnahme wird bei jedem Diawechsel ein Steuerton von ca. 11 kHz für etwa 25 ms mit auf das Magnetband gegeben. Er ist fast unhörbar, da er von Sprache oder Musik überdeckt wird. Bei der Wiedergabe wird dieser Steuerton über eine PLL-Schaltung herausgefiltert und zu einem Steuerimpuls von 1 s Länge weiterverarbeitet. Bei der Duovision muß ein Impuls-Code auf das Magnetband gegeben werden, um den jeweiligen Projektor zum Bildwechsel zu veranlassen. Dieser Code, der innerhalb von 4 s mit 1 s Pause zwischen den Imulsen auf das Magnetband gegeben werden muß, lautet wie folgt:
Ein Impuls: Projektor 1 wechselt
Zwei Impulse: Projektor 2 wechselt
Drei Impulse: beide Projektoren wechseln

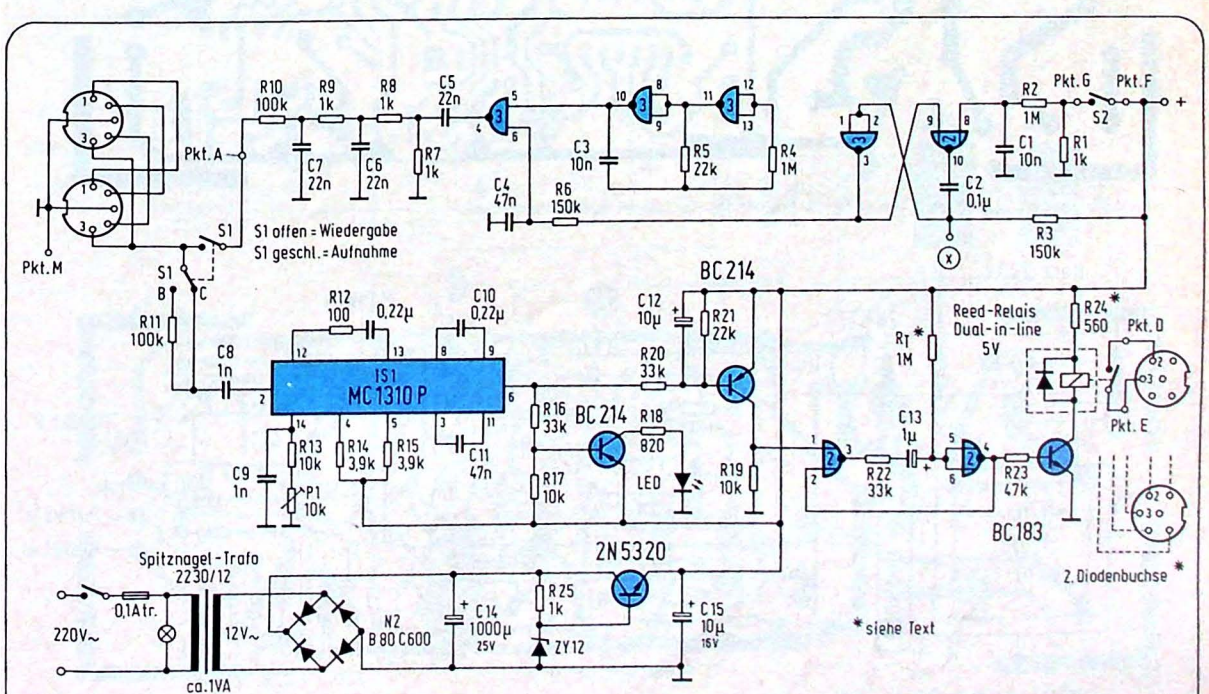


Bild 1. Schaltung zur Diavertonung. Die IS MC1310P, ursprünglich ein Stereodecoder, wird hier zur Decodierung der 11-kHz-Steuerimpulse verwendet

Ist bereits ein Tonband mit Impulsgeber vorhanden, so kann die PLL-Schaltung weggelassen werden. Der Impuls-Code muß dann mit der Tonbandtaste auf das Magnetband gebracht werden.

Schaltung zur Diavertonung

Aufnahme

Das Herzstück des Diavertonungs-Geräts ist ein CMOS-Generator, der mit einer Frequenz von etwa 11 kHz kontinuierlich schwingt. Um dieses Rechtecksignal auf das Magnetband zu bringen, müssen einige Voraussetzungen erfüllt werden. Wie schon erwähnt, soll der Steuerton nicht länger als 25 ms anstehen. Dies geschieht durch ein Monoflop, welches nach Betätigen der Taste „S 2" gestartet wird und einen 25 ms breiten Rechteckimpuls abgibt. Dieser Impuls wird über ein RC-Glied auf den Eingang eines Gatters gegeben, wodurch der Ausgang „schleichend" freigegeben und somit der Einschaltknack vermieden wird. Eine nachgeschaltete RC-Kombination erzeugt aus den Rechtecksignalen des Generators sinusähnliche Signale, die über einen 100-kΩ-Widerstand ausgekoppelt werden. Um das Signal mit auf das Magnetband zu mischen, muß der Schalter „S 1" geschlossen sein bzw. auf Aufnahme stehen. In den Eingang (Stereo-Normbuchse) wird das von der aufzunehmenden Nf-Quelle kommende Kabel (Mikro, TB, TA usw.) gesteckt, vom Ausgang (Stereo-Normbuchse) wird mit einem Kabel der Eingang des Tonbandes verbunden. Das Signal kann nun mit in die Aufnahme gemischt werden.

Gleichzeitig wird es über einen Vorwiderstand auf den Empfänger gegeben; so wird auch bei der Aufnahme ein Diawechsel vollzogen. Es wirkt direkt auf den Eingang einer PLL-Schaltung, die durch eine etwas andere Beschaltung (MC 1310 P ist ein Stereo-Decoder) für unseren Zweck „mißbraucht" wird. Am Eingang 14 der IS liegt die Fangfrequenz (ca. 11 kHz) an, die mit der Eingangsfrequenz verglichen wird. Stimmen beide Frequenzen überein (durch die Beschaltung wurde die Bandbreite auf ± 300 Hz begrenzt), so schaltet Pin 6 (Stereo-Lampen-Treiber) auf „Low". Dieses Signal steht für etwa 25 ms an und wird durch eine LED optisch angezeigt.

Dieser schmale Impuls reicht aber nicht aus, um einen Projektor zum Bildwechsel zu veranlassen, er muß also verlängert werden. Ein zweites Monoflop übernimmt diese Aufgabe, es verlängert den Impuls auf etwa 1 s und steuert damit ein Relais an, das den Projektor potentialfrei weiterschaltet.

Bei einigen Projektoren wird der Bildwechsel „Vor" oder „Zurück" von

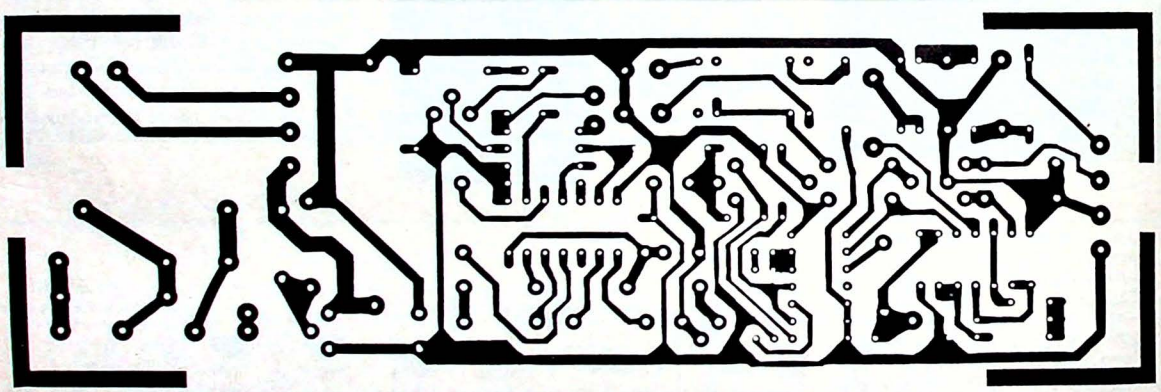


Bild 2. Platine für das Diavertonungs-Gerät; sie enthält den Aufnahme- und Wiedergabeteil

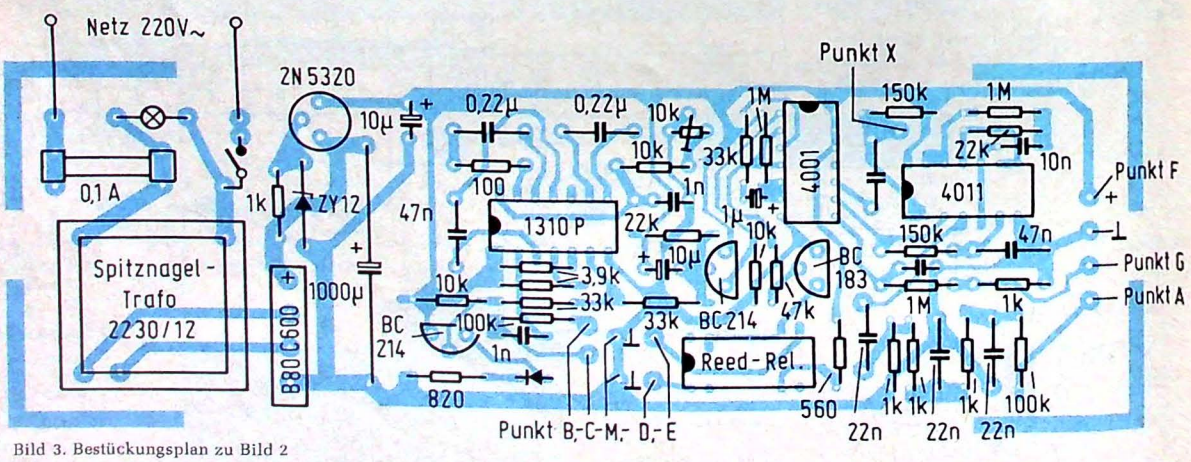


Bild 3. Bestückungsplan zu Bild 2

der Länge des Steuerimpulses (Schließzeit des Relaiskontaktes) abgeleitet. Ist ein solcher Projektor vorhanden, muß der Widerstand R_T auf 470 kΩ verringert werden.

Wiedergabe

Wird der Schalter „S 1" auf Wiedergabe geschaltet, ist der Sendeteil abgeschaltet; dabei sollte das Kabel aus der Eingangsbuchse entfernt werden. Das Tonbandgerät wird auf Wiedergabe geschaltet und gestartet. (Verbindung des Ausgangs zum Tonbandgerät bleibt bestehen.) Die PLL-Schaltung filtert den Steuerton aus dem ankommenden Nf-Signal heraus und verarbeitet ihn, wie unter „Aufnahme" beschrieben.

Die Schaltung zur Duovision

Um einen Dia-Vortrag erst einmal von Hand zu steuern, wird in den Eingang der Duovisions-Schaltung ein Umschalter „S 1" (Manuell – TB) gelegt. In Stellung „Manuell" kann mit der Taste „T 1" ein Vortrag durchgetestet werden.

Wird ein Kontakt geschlossen (manuell oder extern), so gelangt an den Eingang des Schmitt-Triggers ein Low-Signal, welches als High-Signal am Ausgang zur Verfügung steht. Mit diesem Signal wird ein dek. Zähler (4017), der gleichzeitig der Decoder zur Ansteuerung der Projektoren ist, von 0 auf 1 gesetzt. Ebenfalls wird ein Flipflip gesetzt, das erstens die LED erlöschen läßt (während eines Zyklus verlöscht die LED; leuchtet sie, so kann programmiert werden) und zweitens das Zählgatter vor dem Teiler 100:1 (4518) freigibt. Die aus dem Netzteil abgeleiteten Zählimpulse (100 Hz) können nun auf den Zähleingang 2 des Frequenzteilers gelangen. An seinem Ausgang 14 stehen nun Impulse mit einer Breite von 1 s an, die einem zweiten dekadischen Zähler (4017) zugeführt werden. Die ersten vier Ausgänge sind nicht belegt; dies hat folgenden Grund: Während der ersten vier Sekunden müssen am Eingang (TB...) die entsprechenden Impulse (1, 2 oder 3) eingegangen und gezählt worden sein. Der Eingangszähler steht dann auf dem entsprechenden Ausgang (2, 4 oder 7). Springt nun der Zähler auf den Ausgang 10, so werden die entsprechenden Gatter zur Ansteuerung der Relais freigegeben. Sie ziehen für eine Sekunde an, die dazugehörige LED leuchtet auf. Springt der Zähler auf Ausgang 1, so werden die Gatter wieder gesperrt, das Flipflop und alle Zähler auf 0 gesetzt, ein neuer Zyklus kann beginnen. Die Schaltung besitzt einen Richtimpuls, so daß sie nach Anlegen der Netzspannung sofort startbereit ist.

Der Abgleich

Der Abgleich der Schaltung ist sehr einfach. Abgeglichen werden muß nur die PLL, und zwar wie folgt: Der Punkt „x" wird während des Abgleichs auf Masse (0V) gelegt; mit dem Potentiometer am Pin 14 der PLL-Schaltung (MC 1310 P) wird die LED zum Leuchten gebracht. Sende- und Empfangsfrequenz sind damit aufeinander abgestimmt; Punkt „x" ist jetzt wieder von Masse zu trennen.

Tips für die Praxis

Man sollte Musikstücke mit hohen Frequenzen, z. B. Synthesizer-Musik möglichst meiden, da die PLL-Schaltung ansprechen könnte. Beim Verfasser ist dieser Effekt allerdings bisher nicht aufgetreten, da der Steuerton eine relativ hohe Amplitude aufweist.

Die Schaltung wurde mit einem Uher-Report 4400 und einem preiswerten Kassettenrecorder geprüft. Die Eingangskontakte 3 und 5 waren mit einem Widerstand von 1 MΩ verbunden, so daß ein Umschalten der Wiedergabe-Leitung von 3 nach 5 nicht nötig war. Sollten andere Eingangsschaltungen vorhanden sein, es wäre die Ausnahme, so muß durch Probieren der richtige Anschluß gefunden werden (Schaltbild des Gerätes beachten).

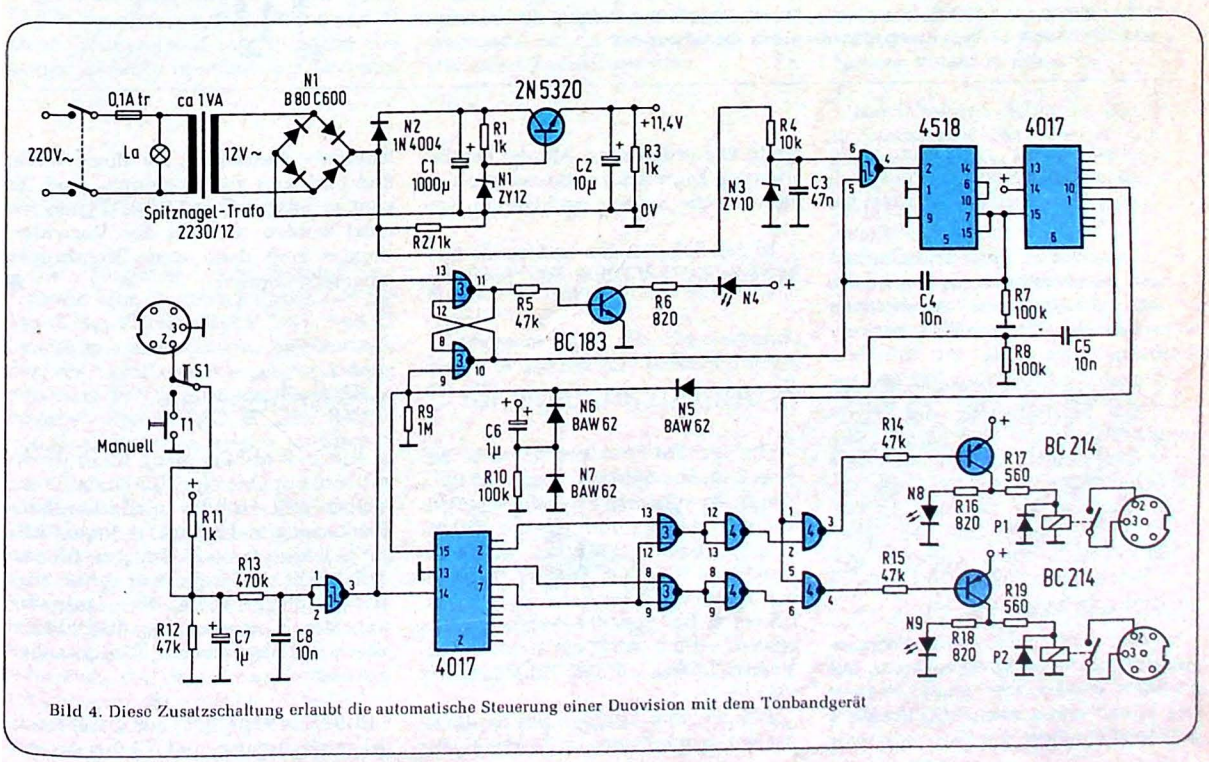


Bild 4. Diese Zusatzschaltung erlaubt die automatische Steuerung einer Duovision mit dem Tonbandgerät

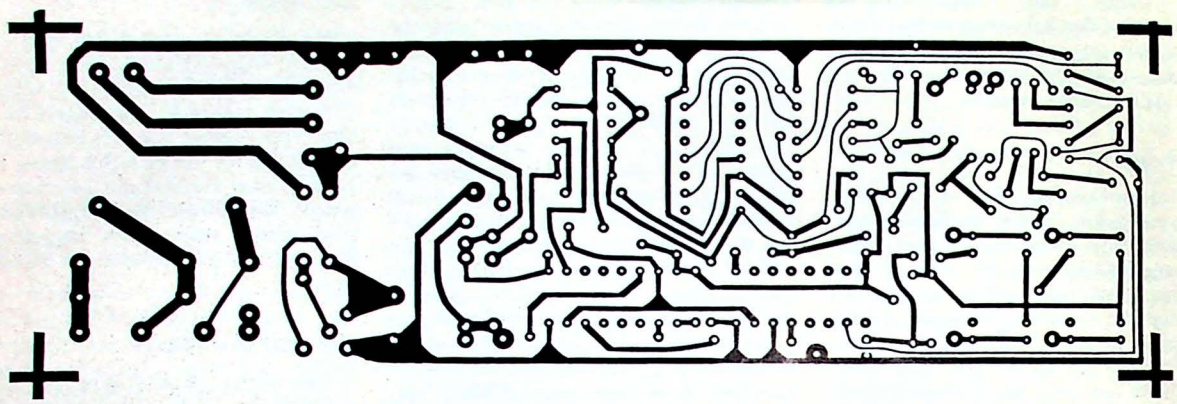


Bild 5. Beim Ätzen dieser Duovisions-Steuerplatine sollte man darauf achten, daß die dünnen Leiterbahnen nicht unterätzt werden

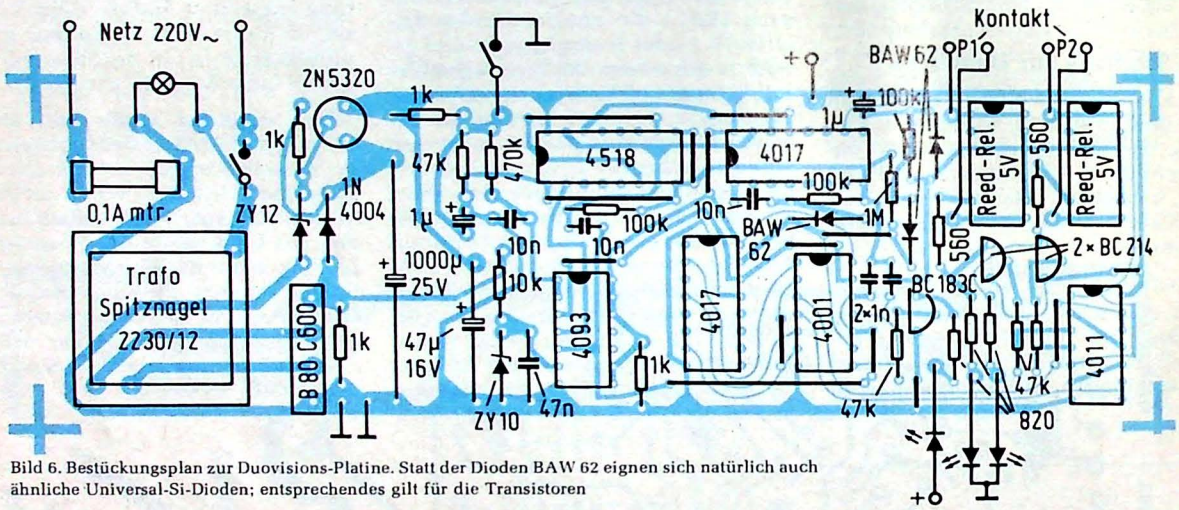


Bild 6. Bestückungsplan zur Duovisions-Platine. Statt der Dioden BAW 62 eignen sich natürlich auch ähnliche Universal-Si-Dioden; entsprechendes gilt für die Transistoren

Zwischen zwei Steuerimpulsen sollte immer eine Sekunde Pause liegen. (Das ist durch das Monoflop bedingt.)

Es ist von Vorteil, genormte Diodenbuchsen zu verwenden, da man dann die von der Industrie angebotenen Überspielkabel (TB-Projektor) verwenden kann.

Bei Verwendung beider Schaltungen wird der Relaisausgang der Vertonungsschaltung mit dem Eingang des Duovisions-Gerätes verbunden. Wenn die Schaltungen in zwei Gehäusen untergebracht werden, so kann die Verbindung mit einem üblichen Überspielkabel (siehe oben) hergestellt werden. Beide Geräte sollten aus eigenen Netzteilen betrieben werden.

Es kann von Vorteil sein, die Ausgangsbuchsen paarig einzubauen. Die Kontakte werden miteinander verbunden, so daß in eine Buchse der Projektor und in die andere die Fernbedienung gesteckt werden kann. Mit der Fernbedienung kann dann während der Vorführung die Schärfe nachgestellt werden.

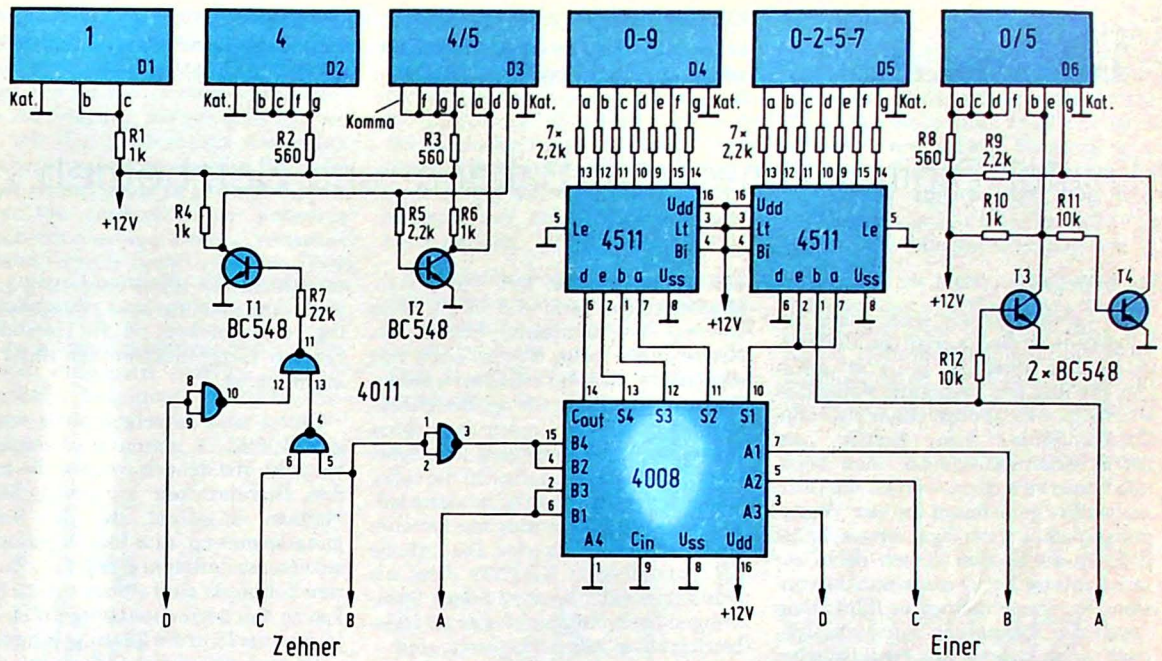
In den Schaltungen wurden als Ausgangsrelais 5-V-DIL-Relais mit Freilaufdiode verwendet, da diese leicht und preiswert zu bekommen sind. Es können natürlich auf 12-V-Typen benutzt werden; anstelle des Vorwiderstandes muß dann eine Drahtbrücke eingesetzt werden. ■

Frequenzanzeige für 2-m-Synthesizer

Für den FM-Funksprechverkehr auf dem 2-m-Amateurband kann das PLL-Synthesizer-Prinzip heute als Stand der Technik gelten, und als die FUNKSCHAU bereits 1976 ein 80-Kanal-Handgerät in CMOS-Technik beschrieben hatte, verbreitete sich diese Technik auch bei den FM-Portabelgeräten schnell (wenn auch bis heute nichts Vergleichbares auf dem Amateurmarkt existiert).

Ein gewisser Nachteil der Synthesizer ist – zumindest beim 25-kHz-Raster –, daß sich die Frequenz nicht direkt, sondern nur über eine Kanaltabelle einstellen läßt. Einige niederländische Funkamateure – PA 0 CDJ, PA 0 CMU, PA 0 LAD – bauten sich nun für ihre FUNKSCHAU-Synthesizer eine digitale Frequenzanzeige, die unmittelbar von den Codierschalter-Anschlüssen des programmierbaren Teilers abgenommen wird.

Auf Seite 370 (1977) der niederländischen Amateurfunk-Clubzeitschrift



Schaltung der Synthesizer-Frequenzanzeige. Für die Siebensegment-Anzeigen eignen sich z. B. die Typen FND 357 (9,5 mm Ziffernhöhe) oder FND 359 (6,5 mm)

„CQ-PA" beschrieben sie, wie einfach das zu realisieren ist. Wir wollen Ihnen die Schaltung *(Bild)* nicht vorenthalten: Ein 4-bit-Volladdierer (4008) sorgt zunächst einmal dafür, daß der Versatz von 20 Kanälen beseitigt wird (beim CMOS-Synthesizer entspricht Kanal 20 einer Frequenz von 144,000 MHz). Die übrige Schaltung dient zur Decodierung für die Sieben-Segment-Anzeigen, wobei die ersten beiden Stellen (1 und 4) fest verdrahtet sind.

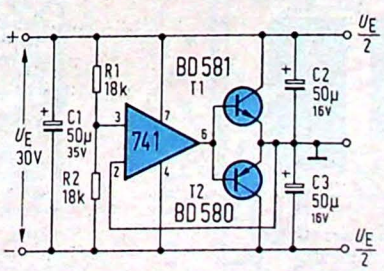
Die Betriebsspannung ist – wie beim Synthesizer – 12 V und braucht nicht stabilisiert zu sein. Da die Schaltung rein statisch arbeitet, produziert sie im Gegensatz zu Frequenzzählern keine störenden Teileroberwellen. Fe.

Aus Eins mach' Zwei

Die folgende Bauanleitung beschreibt eine Zusatzschaltung z. B. für das in der FUNKSCHAU 1976, Heft 23 bereits beschriebene Universalnetzteil, das die regelbare Ausgangsspannung von max. 30 V in eine positive und eine negative Spannung z. B. zum Betrieb von Operationsverstärkern umwandelt.

Wer zum Anschluß der immer mehr Verwendung findenden Operationsverstärker eine Dualstromversorgung braucht, wird bedauern, daß viele Netzgeräte nur eine einzige Spannung liefern. Mit nur geringem Schaltungsaufwand wird hier nun ein Zusatz beschrieben, der daraus zwei symmetrische Spannungen macht. Beim Einbau in das Netzgerät muß nicht einmal eine Umschaltung der Ausgangsbuchsen vorgenommen werden; eine weitere Buchse für die neue Masse ist natürlich erforderlich.

Vergleicht man die Eigenschaften dieser Schaltung mit herkömmlichen Dual-Netzteilen, wird kein Unterschied festzustellen sein. Verbunden mit dem Universalnetzteil erhält man je eine positive und negative Spannung, die für fast alle bekannten integrierten Schaltungen ausreichend ist. Die Stromregelung sowie die Funktion der Anzeigeinstrumente des „Mutter"-Netzgeräts bleiben weiterhin erhalten.



So lassen sich aus einer 30-V-Spannung zwei symmetrische 15-V-Spannungen z. B. für die Versorgung von Operationsverstärkern gewinnen

Die Schaltung *(Bild)* mit dem Operationsverstärker 741 arbeitet mit Eingangsspannungen bis zu 30 V. Am Eingang (Pin 3 der IS) liegt ein Spannungsteiler mit R1 und R2. Pin 2 ist mit dem Ausgang verbunden, der die neue Masse bildet. Die Transistoren BD 580/BD 581 liegen mit den Basen an Anschluß 6 und verkraften bei entsprechender Kühlung Ströme bis zu 3 A. Die Wahl der Leistungstransistoren ist im übrigen nicht kritisch; ihre Größe richtet sich nach dem jeweils zu entnehmenden Strom. Für kleine Leistungen bis 100 mA arbeiten z. B. Typen wie BC 107/BC 177 zufriedenstellend. Um Schwingneigungen und instabiles Verhalten zu vermeiden, sind am Ausgang C2 und C3 vorgesehen. C1 wirkt als Siebkondensator.

Der Aufbau des Mustergeräts erfolgte auf einer Lochrasterplatine, da das Anfertigen einer gedruckten Schaltung bei dem geringen Schaltungsaufwand eigentlich übertrieben wäre.

Rainer Corswandt

Dipl.-Ing.
Reinhard Gößler

Nachdem wir in Heft 8 das Funktionsprinzip des Miniatur-Digitalvoltmeters beschrieben, wenden wir uns nun dem Aufbau und der Eichung zu. Im Fachhandel ist ein kompletter Bausatz erhältlich.

Miniatur-Digitalvoltmeter für Batterie- und Netzbetrieb 2. Teil

Kombi-Schalter

Zur Gewährleistung einer guten Ablesbarkeit soll die Anzeige des Meßwertes in allen Bereichen in „Volt" erfolgen; die fünf zur Verfügung stehenden Dezimalpunkte kennzeichnen dabei die Ein-Volt-Stelle. Um hierfür am Betriebsartenwahlschalter eine separate Ebene zu sparen, werden die Dezimalpunkte gemeinsam mit der Versorgungsspannung um- bzw. eingeschaltet (*Bild 9*); die Dioden dienen dabei zur Entkopplung der Dezimalpunkte voneinander. Diese Maßnahme führt allein durch die Einsparung einer zusätzlichen Kontaktebene am Hauptschalter zu einer Verringerung des Bausatzpreises um fast 20.– DM!

Stromversorgung

Wenn die Schaltung in das Standard-Mini-Gehäuse eingebaut wird, ist darin noch Platz für vier Mignonzellen zur Stromversorgung vorhanden. Wahlweise können statt dessen auch vier wiederaufladbare NiCd-Batterien eingesetzt werden, deren Aufladung über die Buchse Bu 3 und den Ladevorwiderstand R_L erfolgt (*Bild 10*). Die externe Versorgung soll eine Spannung von 6...7 V liefern; bei einem Wert von 6 V soll R_L = 22 Ω betragen, während bei Anschluß des Mikronetzteiles R_L = 82 Ω sein soll; der blaue Anschluß des Mikronetzteils kommt dabei an den Batterieminuspol, während der schwarze Netzteilanschluß an den Ladewiderstand R_L gelegt wird. Der rote Anschluß des Netzteils bleibt frei. Mit diesen Möglichkeiten kann das Gerät ohne weiteres im stationären Einsatz am Netzteil oder beim Service auch mit eingebauter Batterie betrieben werden. Eine einfache Kontrolle des Batteriezustandes ist möglich, indem man deren Pluspol an den Meßeingang legt; dabei ist nur zu beachten, daß nicht die volle, sondern die um eine Diodendurchlaßspannung (0,7 V) verringerte Batteriespannung gemessen wird. Die Z-Diode ZD parallel zum ICL 7107 dient als Schutzmaßnahme vor zu hohen Spannungen, wenn beispielsweise im Ladebetrieb keine Akkus eingesetzt sind.

Aufbau des Geräts

Für das vorgestellte Gerät bietet der Fachhandel (z. B. Balü) einen kompletten Bausatz an, mit dem der Nachbau keine Probleme mehr bereiten sollte. Vor der Bestückung der Platinen ist erst die Anzeigeplatine an der gestrichelten Markierung herauszutrennen, was zweckmäßigerweise mit der Laubsäge geschieht. Der Bestückungsplan (*Bild 11*) zeigt die Bauteilseite der Platine, die auch an der Platinennummer 810 erkennbar ist. Man sollte sich vor dem Einlöten der Bauteile vergewissern, daß man die richtige Seite bestückt, weil das Auslöten recht problematisch wird. Die IS und Anzeigen sollen unbedingt auf Fassungen eingesetzt werden, und zwar erst nach Abschluß der gesamten Bestückung, wie es nachfolgend im einzelnen beschrieben wird. Wir haben hier ausnahmsweise darauf verzichtet, die Platinen-Layouts (sie sind doppelseitig und durchkontaktiert) abzudrucken, da die Herstellung für den Hobbyelektroniker recht umständlich ist.

Grund- und Anzeigeplatine werden gemäß Bild 11 getrennt voneinander bestückt; erst danach werden die ersten drei Drahtbrücken zwischen beiden Platinen eingelötet, die die Versorgungsspannung und die Vorzeichenanzeige weiterleiten (*Bild 12*). Zu diesem Zeitpunkt sind weder die 22 Brükken zu den Segmenten eingelötet, noch ist eine der IS in die Fassung eingesetzt.

Im nächsten Schritt wird der Batteriehalter angeschlossen, wie es aus dem Bestückungsplan hervorgeht. Nach dem Einsetzen von vier Batterien werden nacheinander die fünf Verbindungsleitungen von der Anzeigeplatine mit dem Minuspol der Batterie verbunden, was zunächst nur provisorisch geschieht; jedesmal muß dabei einer der fünf Dezimalpunkte aufleuchten. Auch beim provisorischen Anschluß des Vorzeicheneingangs „Minus" an den Minuspol der Batterie müssen die beiden Leuchtdioden, die das negative Vorzeichen symbolisieren, aufleuchten. Bei den Leuchtdioden erkennt man übrigens die Katode (das ist der Anschluß mit dem Querstrich) am Kennzeichen: Entweder ist dieser Anschluß kürzer oder eingekerbt.

Nach dieser ersten Prüfung erfolgt das Einsetzen und Testen der Anzeigen; dazu wird über einen Vorwiderstand

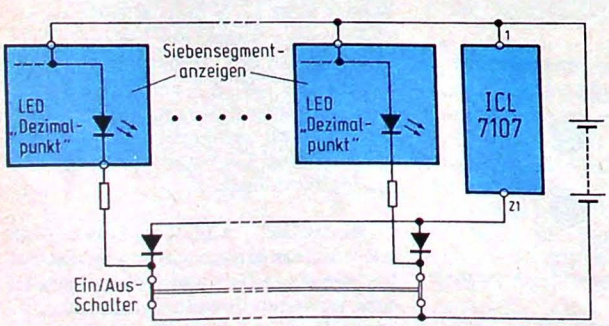


Bild 9. Kombination der Meßbereichsanzeige mit dem Ein/Aus-Schalter

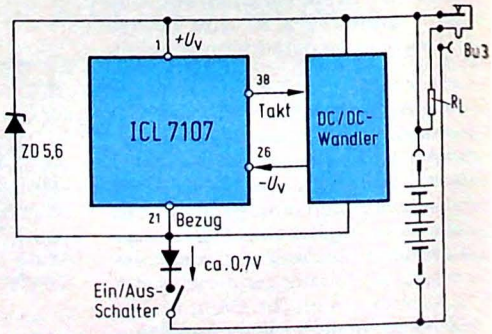


Bild 10. Stromversorgungsmöglichkeiten der Schaltung

von etwa 560...1000 Ω nacheinander jeder der 22 Segmentanschlüsse an den Batterieminuspol gelegt (*Bild 13*). Erst wenn alle Balken bei der entsprechenden Aktivierung aufgeleuchtet haben, soll mit der Verdrahtung des Hauptschalters begonnen werden (*Bild 14*). Dabei ist auf saubere Leitungsführung zu achten, und es sollten unbedingt verschiedenfarbige Drähte verwendet werden; durch derart einfache Dinge kann man sich unter Umständen die Fehlersuche beträchtlich vereinfachen.

Nun sollen die beiden IS in die Fassungen eingesetzt werden (Markierungskerbe beachten!); die 22 Brücken zur Anzeigeplatine sind zu diesem Zeitpunkt wohlweislich *noch nicht eingelötet* worden! Mit einem in eine Batterieleitung eingeschleiften Vielfachinstrument überprüft man die Stromaufnahme der Schaltung, nachdem der Bereichsschalter eingeschaltet worden ist (Meßbereich beliebig). Die Messung soll einen Wert von etwa 5 mA ergeben.

Anschließend vergewissert man sich, daß der Spannungswandler eine negative Spannung von etwa −3,5...−4,2 V liefert (gemessen am 10-µF-Elko). Solange dies nicht der Fall ist, hat eine Fortsetzung der Verdrahtung überhaupt keinen Sinn. Zunächst ist der Fehler zu suchen und zu beseitigen, und dabei ist es von Vorteil, daß die zusätzlichen Brücken zur Anzeige noch nicht eingesetzt sind. Mögliche Fehlerursachen sind falsche Bestückung, falsche Verdrahtung, Lötbrücken zwischen den Leiterbahnen oder Kurzschlüsse zwischen IS-Anschlußstiften, um nur die häufigsten zu nennen.

Arbeitet bis hierhin alles einwandfrei, steht der abschließenden Verdrahtung nichts mehr im Wege; dazu werden 22 Verbindungsdrähte von den Anschlußpunkten der Grundplatine zur Anzeigeplatine gelötet, wie es schema-

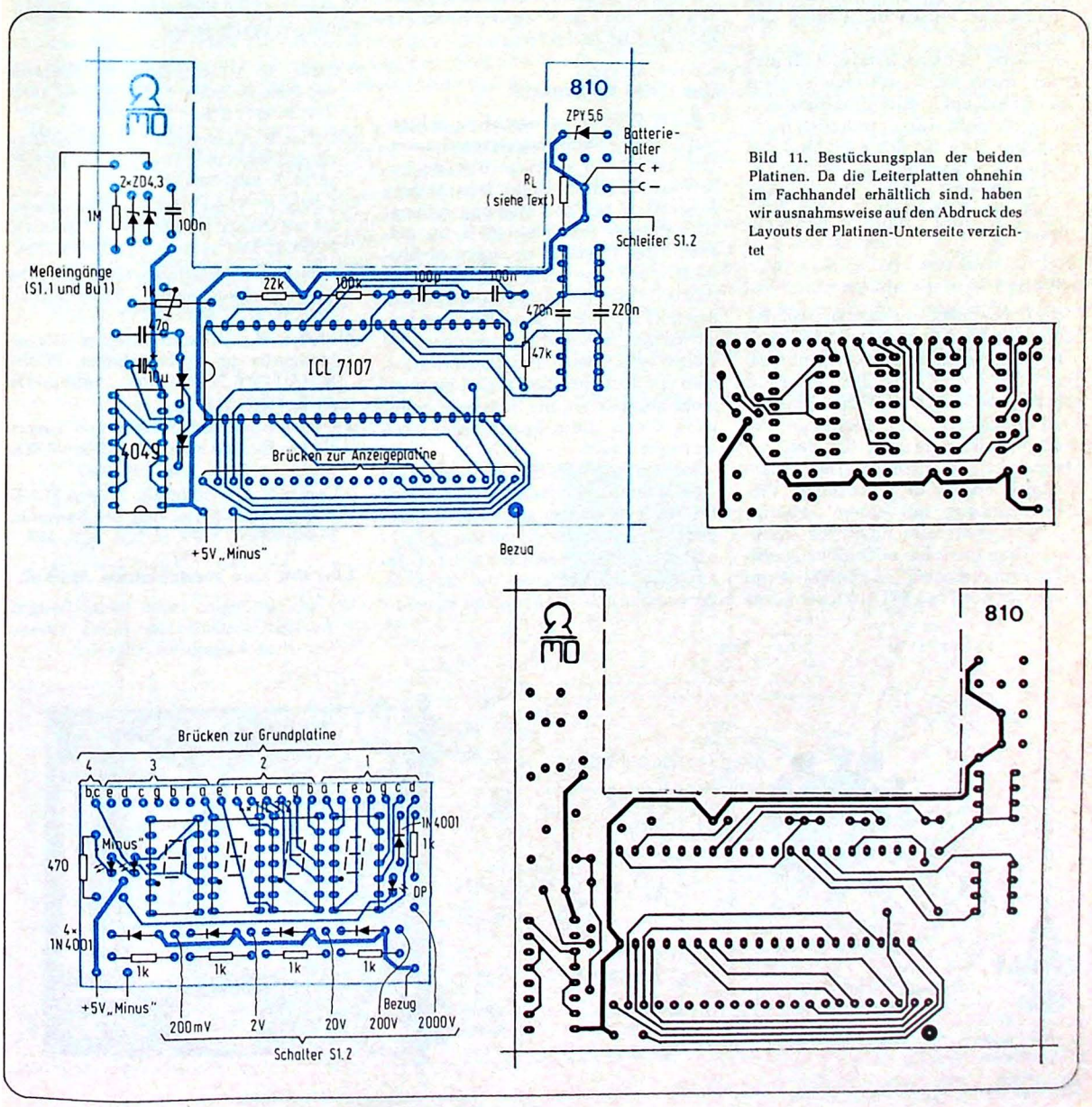


Bild 11. Bestückungsplan der beiden Platinen. Da die Leiterplatten ohnehin im Fachhandel erhältlich sind, haben wir ausnahmsweise auf den Abdruck des Layouts der Platinen-Unterseite verzichtet

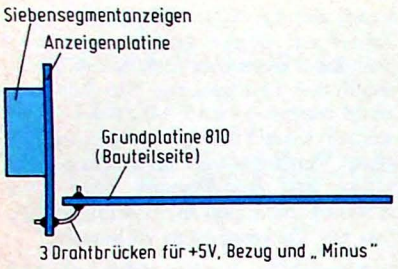


Bild 12. Anordnung der Anzeige- und Grundplatine

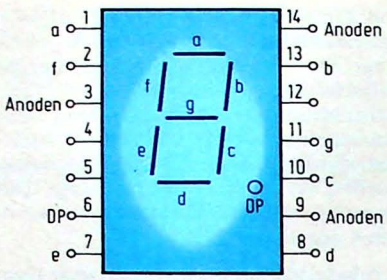


Bild 13. Stiftbelegung der verwendeten Siebensegmentanzeigen

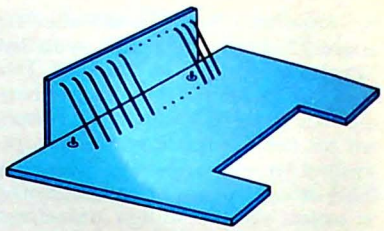


Bild 15. Anordnung der 22 Brücken zwischen den beiden Platinen

tisch aus *Bild 15* hervorgeht. (Die Zeichnung ist weder maßstäblich noch zeigt sie sämtliche Brücken; sie dient lediglich zur Veranschaulichung des Prinzips.)

Das Gerät ist damit fertiggestellt und dürfte, wenn keine weiteren Pannen passiert sind, auf Anhieb funktionieren. Wer es wünscht, kann zusätzlich noch die Buchse Bu 3 für den Anschluß der externen Stromversorgung und den Taster für den Batterietest einlöten. Dies ist nach den Bildern 6 bzw. 10 durchführbar.

Eichung

Zur Grobeinstellung gleicht man das Potentiometer P 1 derart ab, daß zwischen den Anschlußstiften 35 und 36 der IS 100 mV anliegen. Dies kann mit einem gewöhnlichen Vielfachinstrument geschehen, um überhaupt die richtige Größenordnung für den Arbeitsbereich einzustellen. Der exakte Abgleich erfolgt in Form einer Vergleichsmessung mit einem Laborinstrument; steht dies nicht zur Verfügung, kann man sich mit einem Quecksilber-Primärelement aushelfen. Wenn man dafür die Type RM-502R der Firma Mallory einsetzt (Preis etwa 8...10.– DM), muß die Messung der frischen und unbelasteten Batterie genau den Wert von 1,35 V ergeben (beim Typ RM-502 sind es 1,45 V).

Das DVM im Einsatz

Beim Einsatz ist darauf zu achten, daß isolierte Meßkabel verwendet werden, bei denen auch die BNC-Buchse Berührungsschutz bietet. Dies ist ganz wesentlich bei der Messung höherer Spannungen von etwa 80 V an aufwärts. Bei Überlauf in einem Meßbereich sind die drei Anzeigestellen rechts dunkel getastet; es muß dann in den nächsthöheren Bereich umgeschaltet werden. Spannungen von über 2 kV sollten auf keinen Fall angelegt werden, weil die Isolationsfestigkeit hier nicht mehr gegeben ist; die Schaltung selbst wäre durch diese Spannungen noch nicht gefährdet.

Das fertige FUNKSCHAU-Mini-DVM wird schnell zum unentbehrlichen Helfer bei Reparaturen oder Entwicklungen. Seine Robustheit und die Einfachheit des Aufbaues machen es zu einem zuverlässigen Meßgerät, das durch außergewöhnliche Genauigkeit in seiner Preisklasse besticht. Die Innenansicht des fertig montierten Mustergerätes zeigt *Bild 16*.

In der Reihe der FUNKSCHAU-Mini-Meßgeräte sind bisher folgende Bauanleitungen erschienen:

[1] *Gößler, R.*: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271...276.

[2] *Gößler, R.*: Universelle 24-Stunden-Digital- und Stoppuhr. FUNKSCHAU 1976, H. 12/13, S. 543...549.

[3] *Gößler, R.*: Vielseitiger Funktionsgenerator mit Zusatz für FM und C-Messung. FUNKSCHAU 1976, H. 17, S. 729...734.

[4] *Gößler, R.*: Miniatur-Netzteil für vier Ausgangsspannungen. FUNKSCHAU 1976, H. 21, S. 917...921.

[5] *Gößler, R.*: Vollautomatisches Digital-Multimeter im Taschenformat. FUNKSCHAU 1976, H. 24, S. 1081...1085 und H. 25, S. 1126...1128.

[6] *Gößler, R.*: Schneller Teiler und Vorverstärker für 500 mHz...500 MHz. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 299...303.

[7] *Gößler, R.*: Erweiterungen für den FUNKSCHAU-Mini-Zähler und die Stoppuhr. FUNKSCHAU 1977, H. 7, S. 303...305.

Literatur zum vorstehenden Artikel:

[8] Low Cost Digital Panel Meter Designs. Applikationsschrift der Firma Intersil, Cupertino, Kalifornien, USA.

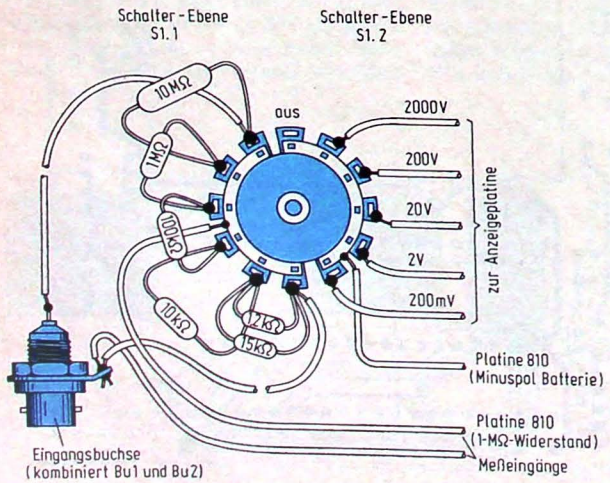


Bild 14. Belegung des Hauptschalters (von hinten gesehen)

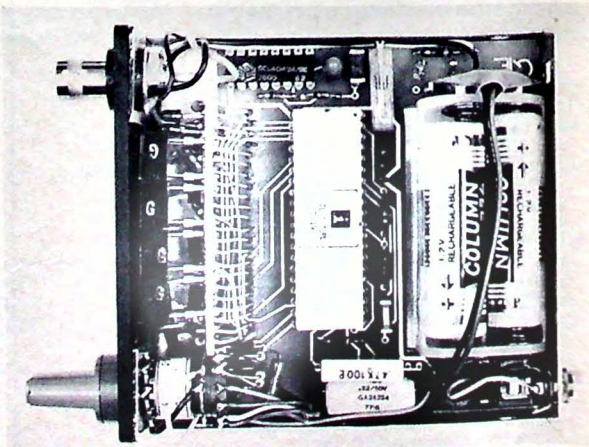


Bild 16. Das Innenleben des Mustergeräts.

Im folgenden Beitrag wird eine Uhr beschrieben, die das vom Zeitsender DCF 77 übermittelte Zeitsignal mit Hilfe eines Mikroprozessors auswertet. Zeit und Datum werden auf einer 12stelligen Anzeige dargestellt. Außerdem ist es möglich, drei voneinander unabhängige Weck- oder Schaltzeiten zu programmieren.

Uwe Berger

DCF-77-Uhr mit Mikroprozessor

1. Teil

Seit 1973 wird von der Deutschen Bundespost ein Zeit- und Normalfrequenzsender in der Nähe von Frankfurt am Main betrieben, der in codierter Form Zeit, Datum und Jahreszahl sendet. Der Sender heißt DCF 77 und arbeitet auf einer Frequenz von 77,5 kHz, also im Langwellenbereich. Die Frequenz und die dem Träger aufgeprägte Zeitinformation wird mit Hilfe eines Cäsiumfrequenznormals gebildet. Die gesendete Zeit entspricht der Zeit der amtlichen Atomskala und wird von der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt in Braunschweig überwacht.

Zu Beginn jeder Sekunde wird die Amplitude der Trägerfrequenz für 100 ms oder 200 ms abgesenkt, es wird eine Sekundenmarke gebildet. 100 ms und 200 ms entsprechen den Binärwerten 0 und 1. So wird ab der 20. Sekunde die Zeit in codierter Form übermittelt, wobei in dieser 20. Sekunde als Anfangsmarke immer ein 200-ms-Impuls gesendet wird. Außerdem werden abhängig von der jeweiligen Zeitinformation noch drei Prüfbits gesendet. In der 59. Sekunde jeder Minute wird kein Impuls erzeugt, um den Beginn einer neuen Minute anzukündigen.

Den Sender zu empfangen, die Zeitinformation auszuwerten, zu überwachen und anzuzeigen ist unter anderem Aufgabe der hier beschriebenen, mit einem Mikroprozessor ausgerüsteten Uhr. Dabei muß in Kauf genommen werden, daß bei einem Ausfall des Senders DCF 77, z. B. bei Gewitter oder während Wartungsarbeiten, keine Zeitinformation zur Verfügung steht.

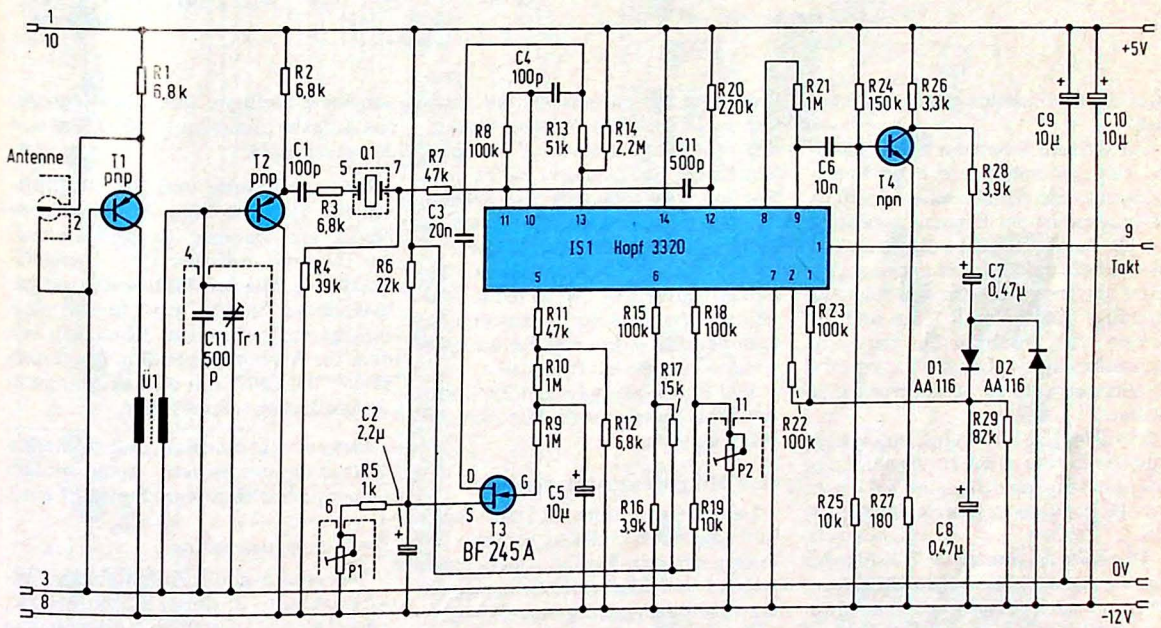


Bild 1. Schaltung des Empfängerbausteins. Die aktive Ferritantenne kann über ein Koaxkabel vom eigentlichen Gerät abgesetzt werden

Der Empfänger

Bild 1 zeigt die Schaltung des 77,5-kHz-Empfangsteiles. Als abgesetzte Antenne dient ein auf 77,5 kHz abgestimmter Ferritstab mit einem PNP-Transistor als Impedanzwandler, der den relativ hochohmigen Antennen-

Halt – werfen Sie Ihre Schaltungsidee doch nicht gleich in den Papierkorb! Schaltungskniffe, die allgemein interessant sind, mit üblichen Bauteilen auskommen und auch reproduzierbar sind, honoriert die FUNKSCHAU bei Veröffentlichung mit 200 DM. Einzige Bedingung: Der Kniff muß Ihrem eigenen Hirn entstammen. Schaltungskniffe sind übrigens nicht unbedingt Bauanleitungen – ein Platinenentwurf ist nicht erforderlich.

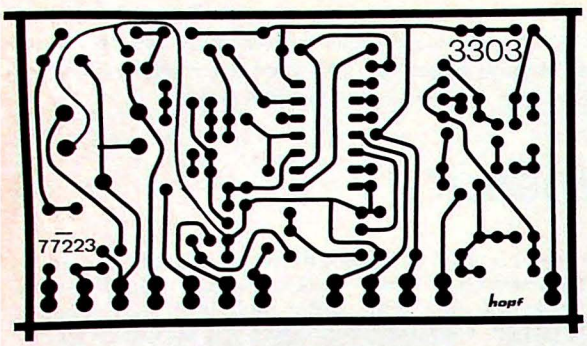


Bild 2. Platine zum Empfängerbaustein

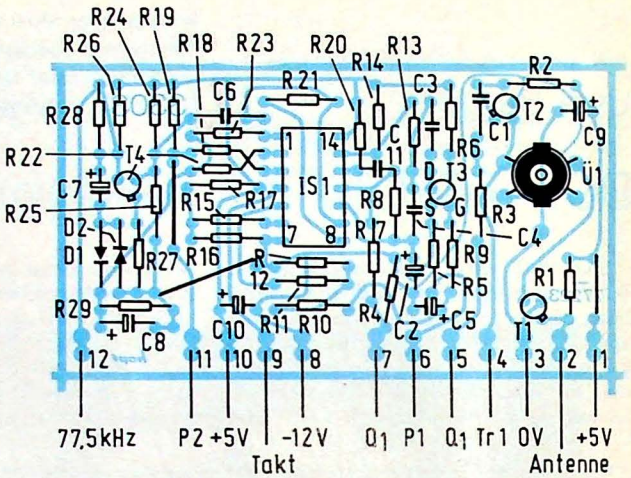


Bild 3. ▶
Bestückungsplan zur Empfänger-Platine

kreis an die Zuleitungsimpedanz anpaßt.

Um auch auf Seiten des „Muttergerätes" eine niederohmige, d. h. der Kabelimpedanz nahekommende Impedanz zu erzielen, ist der Eingangsverstärker T 1 als Basisschaltung aufgebaut. Ü 1 ist ebenfalls auf 77,5 kHz resonant, T 2 dient als Trennstufe für das folgende einpolige Quarzfilter. R 3, R 4 und R 7 dienen zur Bedämpfung des sehr schmalbandigen Quarzes, um die Bandbreite nicht zu gering werden zu lassen.

IS 1 (Hopf 3320) ist eine kundenspezifische IS. Sie dient zur Verstärkung des empfangenen Signales auf einen zur Demodulation ausreichenden Pegel.

Der Feldeffekttransistor T 3 sorgt für eine automatische Verstärkungsregelung, um auch bei schwankender Empfangsfeldstärke einen sauberen Takt am Ausgang zu erhalten.

Der Taktimpuls an Pin 4 von IS 1 muß zwischen -12 V und +5 V springen. Mit einem Oszilloskop läßt sich am Emitter von T 2 meist bereits eine Hf-Spannung von einigen 100 mV nachweisen. Es kann angenommen werden, daß die Gesamtverstärkung des Empfängers für Entfernungen bis zu etwa 700 km vom Standort des Senders DCF 77 (Mainflingen bei Aschaffenburg) ausreicht. Gerade bei Stahlbetonbauten mit vielen Störquellen, wie Fernsehgeräte usw., ist es meist sinnvoll, die Antenne im Dachboden oder zumindest an einem dem Sender zugewandten Fenster zu installieren.

Bild 2 zeigt eine passende Platine für den Empfängerbaustein, *Bild 3* den Bestückungsplan.

Das Mikroprozessorsystem

Da es sich bei einem Mikroprozessor (µP) um einen digitalen Baustein mit Rechnerstruktur handelt, muß dieser wie bei den Mini- und Großrechnern von einem Programm gesteuert werden.

Bei diesem Mikroprozessorsystem PPS 4/2 von AEG-Telefunken steht das Programm in dem Speicherbaustein A 1744 und wird von der zentralen Einheit (CPU), dem Mikroprozessor (Baustein-Nr. 11660) verarbeitet. Beide Bausteine verfügen über ihre eigentliche Aufgabe hinaus noch über Ein- und Ausgabekanäle.

Die Ansteuerung und das Multiplexen für die 12stellige Anzeige übernimmt ein weiterer Systembaustein, der Display-Controller (DC, Baustein-Nr. 10814). Alle drei Bausteine sind untereinander durch ein sogenanntes Bus-System verbunden. Abhängig von dem im A 1744 stehenden Programm steuert die CPU nun alle Vorgänge in dem Mikroprozessorsystem.

Bild 4 macht deutlich, daß zu diesem Mikrocomputer-System noch einiges an peripherer Hardware benötigt wird.

Die Impulsauswertung

Was sind nun die Aufgaben des Mikroprozessors in dieser Funkuhr? Zunächst einmal ist natürlich die von dem Empfänger angebotene digitale Sekundenmarke zu verarbeiten. Nachdem vom Mikroprozessor die vordere Flanke des Impulses über den Eingangskanal erkannt wurde, wird in den folgenden 200 ms etwa 200mal die Valenz des anliegenden Impulses im Abstand von 1 ms überprüft. 75 % der entnommenen „Proben" müssen „positiv" ausgefallen sein, bevor der Prozessor sich für eine log. 1 oder log. 0 entscheidet. Andererseits heißt das aber auch, daß die angebotene Sekundenmarke durchaus Einbrüche zeigen darf, es werden also auch noch gestörte Signale richtig bewertet. Nachdem die Sekundenmarke ausgewertet wurde, sperrt der Mikroprozessor ungefähr für die nächsten 800 ms den Eingang, es können also keine Störungen vom Empfänger her wirksam werden.

Um die empfangene Zeitinformation noch zusätzlich zu überprüfen, werden die übermittelten drei Prüfbits mit den

Bauelemente-Werte im Empfangsteil

R 1, R 2, R 3	6,8 kΩ	R 16	3,9 kΩ	C 1	100 pF
R 4	39 kΩ	R 17	15 kΩ	C 2	2,2 µF
R 5	1 kΩ	R 18	100 kX	C 3	22 nF
R 6	22 kΩ	R 19	10 kΩ	C 4	100 pF
R 7	47 kΩ	R 20	220 kΩ	C 5	10 µF
R 8	100 kΩ	R 21	1 MΩ	C 6	10 nF
R 9, R 10	1 MΩ	R 22, R 23	100 kΩ	C 7, C 8	0,47 µF
R 11	47 kΩ	R 24	150 kΩ	C 9, C 10	10 µF
R 12	6,8 kΩ	R 25	10 kΩ	C 11	500 pF
R 13	51 kΩ	R 26	3,3 kΩ	D 1, D 2	AA 116
R 14	2,2 MΩ	R 27	180 Ω	T 1, T 2	BC 177
R 15	100 kΩ	R 28	3,9 kΩ	T 3	BF 245 A
		R 29	82 kΩ	T 4	BC 107

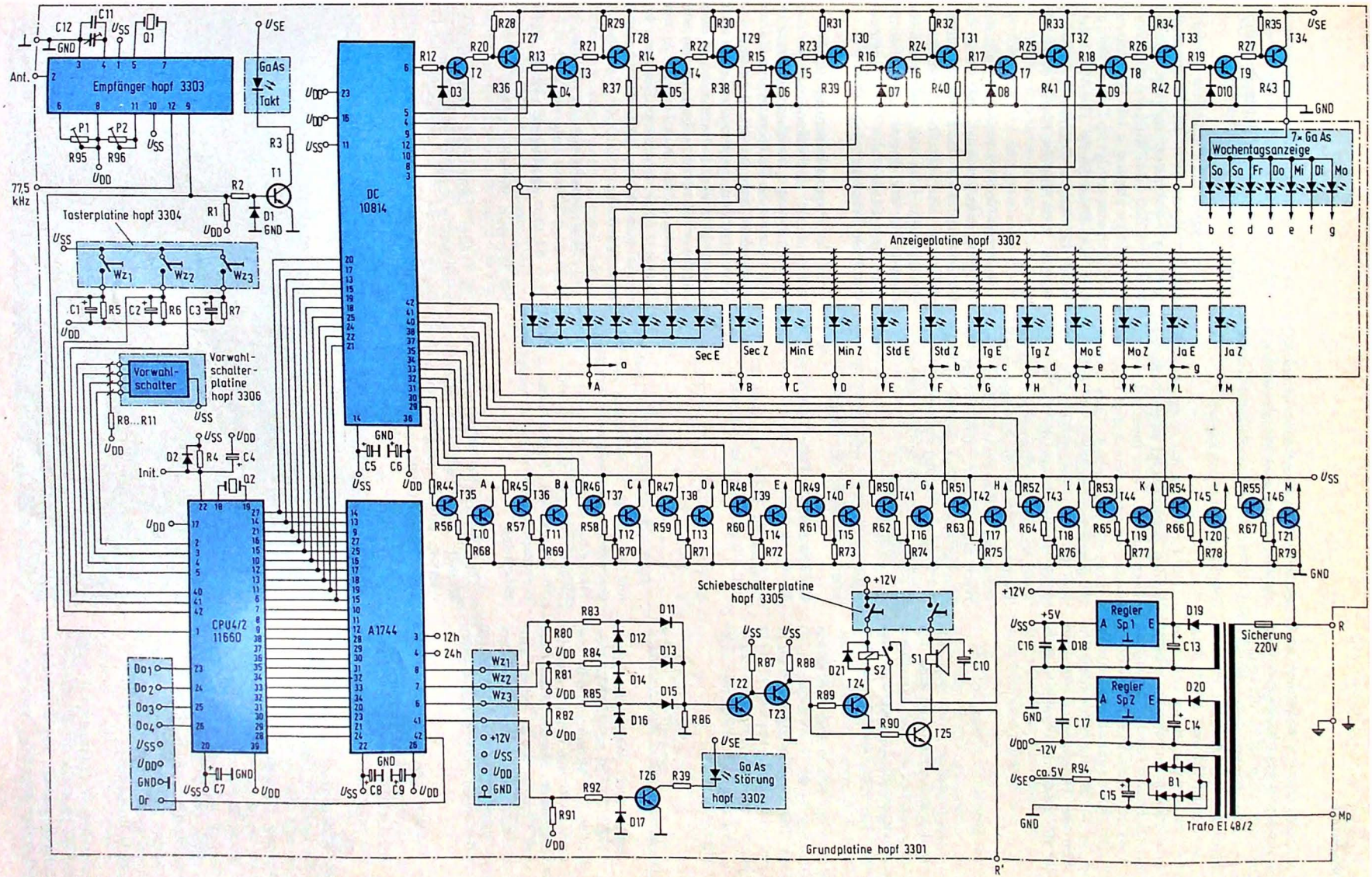


Bild 4. Schaltbild der „Mutterplatine". Der Mikroprozessor (CPU) decodiert das empfangene Signal mit Hilfe eines im Baustein A 1744 gespeicherten Programms und zeigt die Information über den Display Controller (DC) auf dem LED-Display an

vom Mikroprozessor errechneten verglichen; es wird überprüft, ob in der 20. Sekunde ein „High-Bit" übermittelt wurde und in der 59. Sekunde eine „Sekundenlücke" vorhanden ist. Am Ende einer jeden Minute wird dann überprüft, ob anhand dieser Kriterien ein Fehler erkannt wurde und gegebenenfalls ein Fehlersignal am Ausgang des A 1744 generiert. Die Uhr synchronisiert sich dann automatisch wieder, nimmt bei für richtig befundener Information das Fehlersignal weg und schaltet die gesamte Anzeige wieder ein.

Die Anzeige

Die Zeitinformation wird vom Mikroprozessor aufbereitet und über den Display-Controller auf der 12stelligen Anzeige dargestellt. Im einzelnen sind es: Tag, Monat, Jahr, Stunden, Minuten, Sekunden.

Der jeweilige Wochentag wird durch Ansteuerung einer von sieben LED markiert. Die Wochentagsinformation steht zwar gleichzeitig auch als Ziffer in 7-Segment-Code zur Verfügung (Montag = 1, Sonntag = 7), wird aber hier nicht angezeigt.

Die programmierbaren Weckzeiten

Es sind drei Weckzeitvorgaben (WZ 1, WZ 2, WZ 3) möglich. Es werden Stunden und Minuten und bei der WZ 3 noch zusätzlich der Tag und der Monat angegeben. Mit der WZ 3 kann also eine Vorgabe bis zu einem Jahr programmiert werden. Bei Erreichen der programmierten Zeit wird je ein den Weckzeiten zugeordnetes Signal generiert.

Die Eingabe und Kontrolle erfolgt mittels eines Codierschalters am Eingang DIA der CPU und einer der jeweiligen WZ zugeordneten Taste.

Beim Betätigen einer Taste wird die aktuelle Zeit mit dem Datum ausgeblendet und die entsprechende programmierte Weckzeit mit der Weckzeitnummer eingeblendet, so daß man sich jederzeit über die eingestellten Weckzeiten informieren kann. Dabei erscheinen bei WZ 1 und WZ 2 die Stunden und Minuten anstelle der Uhrzeitanzeige, bei der WZ 3 zusätzlich noch der gewünschte Tag und Monat auf der Datumsanzeige.

Bei allen drei Weckzeiten wird die gewählte WZ-Nummer auf der Jahreszehnerstelle dargestellt. Die WZ bleibt für 12 Sekunden angezeigt, während die aktuelle Zeit unsichtbar weiterläuft und danach wieder eingeblendet wird.

Die Eingabe der Weckzeiten

Die Einstellung der zu programmierenden Zeiten erfolgt mittels eines Codierschalters. Wird innerhalb der 12 Sekunden nach dem Aufruf einer WZ erneut die zugeordnete Taste betätigt, so wird die vorhandene WZ gelöscht und die am Codierschalter eingestellte Ziffer in die Einerstelle der Minute übernommen. Die Programmierung der weiteren Ziffern erfolgt sinngemäß, wobei der Aufbau der WZ von der niedrigen zur höheren Stelle erfolgt. Die eingegebenen Werte werden während der Programmierung stellenrichtig angezeigt. Führende Nullen müssen mit eingegeben werden.

Beispiel für WZ 1 oder WZ 2: 9 h 15 min., Reihenfolge der Eingabe:

Codierschalter 5; Taste (T); 1; T; 9; T; 0; T.

Beispiel für WZ 3: 13. April, 9 h 15 min., Reihenfolge der Eingabe:

5 – T – 1 – T – 9 – T – 0 – T – 3 – T – 1 – T – 4 – T – 0 – T.

Nach jeder Betätigung der Taste stehen wiederum 12 Sekunden zur Programmierung des folgenden Wertes zur Verfügung. Wird die Zeit überschritten, blendet sich die aktuelle Zeit wieder ein. Bei erneuter Programmierung wird die entsprechende WZ dann wieder neu aufgebaut.

Den Weckzeiten WZ 1 und WZ 2 können noch Parameter zugeordnet werden, die die eingestellten Zeiten noch vom Wochentag abhängig machen. Dazu sind auf dem Codierschalter außer den Ziffern von 0...9 noch weitere Symbole vorhanden, deren Bedeutung in der *Tabelle* erläutert wird.

Die Eingabe der Parameter erfolgt in gleicher Weise wie die Programmierung der Weckzeiten, nur mit dem Unterschied, daß diese Eingabe von keiner Reihenfolge abhängig ist. Die Anzeige der Parameter erfolgt im Datumsfeld auf der Tages-Einer-Stelle. Die WZ 3 kann nicht mit einem Parameter versehen werden, eine Eingabe bleibt ohne Wirkung.

Noch ein Tip: Wenn nicht gerade eine WZ programmiert wird, sollte man den Codierschalter auf das Symbol „blank" stellen. So kann selbst eine versehentliche Betätigung der Eingabetasten keine eingestellte WZ zerstören. Schlimmstenfalls würde die Sonntagsruhe durch ein Wecksignal gestört.

Bei der Programmierung der Weckzeiten „denkt" der Mikroprozessor mit, die Eingabewerte werden auf Plausibilität überwacht. Es können nur Ziffern eingegeben werden, die abhängig von den vorher eingegebenen zulässig sind. Eine nicht plausible Datums- und Zeitangabe wird nicht angenommen, die unzulässige Ziffer wird nicht in den Speicher übernommen. Die zu beschreibende Stelle auf der Anzeige bleibt dunkel.

In dem beschriebenen Sinne ist 26.09. 11 h 50 min zulässig und 31.09. 24 h 63 min unzulässig. Nicht angenommen werden die 6 bei 63 min, die 2 bei 24 h und die 9 bei 31.09.

(Da keine Jahreszahl programmiert wird, ist die Angabe 29.02. immer zulässig.)

(Schluß folgt)

Tabelle: Bewertung der Weck-Zeiten

Schalter- und Anzeigesymbol	Bedeutung der Parameter
Dunkel oder andere als hier dargestellte Symbole	tägliche Wertung der WZ (Voreinstellung nach dem Einschalten der Uhr
–	einmalige Wertung der WZ, danach wird das Symbol automatisch erzeugt
L	die WZ wird ignoriert, es wird kein Signal generiert
E	tägliche Wertung außer Sonntag
F	tägliche Wertung außer Sonnabend und Sonntag

Günther Ramm

Der hier beschriebene Motorregler ermöglicht in Verbindung mit einer Digital-Proportional-Fernsteueranlage eine stufenlose Drehzahleinstellung bei Elektromotoren. Beide Drehrichtungen sind elektronisch einstellbar.

Motorregler für digitale Fernsteueranlagen

Das Prinzip des hier beschriebenen Motorreglers liegt auch den in [1] und [2] veröffentlichten Schaltungen zugrunde. Allerdings unterscheidet sich diese Ausführung von den genannten erheblich im Bauteileaufwand. Neben einigen passiven Bauelementen sind nur eine integrierte Schaltung und vier Transistoren erforderlich. Außerdem wird zum Umpolen des Motors kein Relais benötigt. Die Schaltung weist noch folgende weitere Merkmale auf:

- Drehzahleinstellung durch Schaltregler,
- geringe Verlustleistung,
- einfacher Abgleich,
- Unempfindlichkeit gegen Versorgungsspannungsänderungen.

Angesteuert wird der Motorregler von dem pulsbreiten-modulierten Signal eines Kanals des Fernsteuerempfängers. In der hier beschriebenen Version lassen sich Elektromotoren mit Nennspannungen von 6...12 V regeln, deren Stromaufnahme bis zu 2,5 A betragen darf. Nach geringer Schaltungsänderung sind auch höhere Motorströme und Nennspannungen möglich.

Prinzip der Regelung

Der Eingangsimpuls IP_{ein}, dessen Breite mit dem Steuerknüppel des Senders verändert werden kann, wird mit einem Referenzimpuls IP_{ref} konstanter Breite verglichen. Ist er kürzer als der Referenzimpuls, dann liegt eine positive Spannung am Motor. Bei gleicher Breite beider Impulse wird die Motorspannung U_m Null. Ist der Eingangsimpuls länger als der Referenzimpuls, dann wird die Spannung am Motor umgepolt; das bedeutet eine Drehrichtungsänderung. Je größer die Abweichung der Impulsbreiten voneinander ist, um so länger bleibt der Motor während eines Zyklus' eingeschaltet.

So wird das Tastverhältnis der Motorspannung und damit deren Mittelwert verändert, was eine stufenlose Drehzahländerung von Null bis zum Maximalwert zur Folge hat. Das Impulsdiagramm in *Bild 1* stellt diesen Ablauf graphisch dar.

Die Schaltung

Bild 2 zeigt die Gesamtschaltung des Motorreglers. Das Kernstück bildet die integrierte Schaltung NE544, die gemäß den Herstellerunterlagen beschaltet ist. Sie enthält u. a. eine monostabile Kippstufe zur Erzeugung des Referenzimpulses und die gesamte Logik für den beschriebenen Funktionsablauf. Integrierte Treibertransistoren sind in der Lage, Ausgangsströme bis 500 mA bei Ausgangsspannungen um 3,5 V zu liefern. Zur Ansteuerung von Verbrauchern mit größerem Leistungsbedarf ist zusätzlich eine Brückenschaltung aus vier Leistungstransistoren erforderlich, die hier aus den Transistoren T 1...T4 besteht.

Bei der einen Drehrichtung des Motors sind T1 und T4 durchgeschaltet, bei der anderen T2 und T3. Die Freilaufdioden D1...D4 ermöglichen nach Abschalten aller Transistoren das Weiterfließen des Motorstromes und verhindern Spannungsspitzen.

Die integrierte Schaltung wird mit von der Empfängerbatterie (4,8 V) gespeist. Versorgungsspannungsschwankungen beeinflussen die Funktion nicht, da intern eine Spannungsstabilisierung erfolgt. Die Brükkenschaltung wird an den Fahrakku angeschlossen, dessen Spannung zwischen 6 V und 12 V liegen kann. Bei 12 V Akkuspannung müssen die Basiswiderstände der Transistoren T1

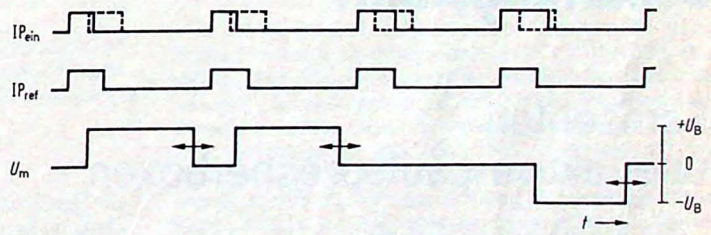


Bild 1. Impulsdiagramm des Motorreglers. IP_{ein} ist der Eingangs-, IP_{ref} der Referenzimpuls, der intern von einem Monoflop erzeugt wird. U_m ist die Motorspannung

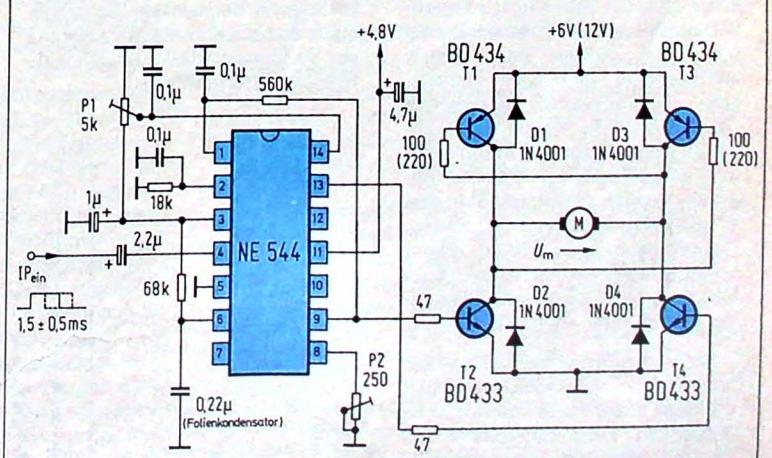


Bild 2. Schaltung des Reglers; streng genommen müßte man „Steller" sagen...

und T3 auf den eingeklammerten Wert von 220 Ω erhöht werden.

Bei Verwendung der angegebenen Transistoren können Motoren mit Stromaufnahme um 2,5 A geregelt werden. Diese Transistoren zeichnen sich durch besonders geringe Sättigungsspannungen und hohe Stromverstärkungsfaktoren aus. Bei Basisströmen um 50 mA, die hier eingespeist werden, fallen über den Kollektor-Emitter-Strecken der Transistoren bei Kollektorströmen um 2,5 A nur jeweils 0,2 V ab. Dadurch bleibt die Verlustleistung in den als Schalter arbeitenden Transistoren sehr gering. Außerdem liegt fast die gesamte Akkuspannung am Motor.

Inbetriebnahme

Der Abgleich ist sehr einfach und ohne Zuhilfenahme von Meßinstrumenten durchzuführen. Bei Neutral-(Mittel-)stellung des Steuerknüppels wird P1 derart eingestellt, daß der Motor steht bzw. die Motorspannung Null ist. Dann wird bei voll ausgelenktem Steuerknüppel P2 so lange verändert, bis die Motordrehzahl bzw. die Motorspannung gerade ihren Maximalwert erreicht. Um Funktionsstörungen zu vermeiden, muß der Motor entstört sein.

Bei Ersatz der angegebenen Transistoren durch leistungsstärkere Typen ist die Verwendung des Motorreglers auch in Verbindung mit Motoren mit größerer Stromaufnahme und höheren Nennspannungen möglich. Es bietet sich die Verwendung des komplementären Transistorpaares BD 201/BD 202 an. Der Mittelwert ihrer Kollektorströme darf maximal 8 A betragen, Kollektor-Emitter-Sperrspannungen bis 45 V sind zulässig. Wegen der relativ hohen Stromverstärkung dieser Transistortypen ist wiederum eine direkte Ansteuerung von der integrierten Schaltung NE 544 möglich. Nur die Basiswiderstände müssen dem jeweiligen Anwendungsfall entsprechend umdimensioniert werden.

Bei Fahrakkuspannungen ab etwa 9 V kann auf einen separaten Empfängerakku verzichtet werden. Die integrierte Schaltung NE 544 und der Empfänger können dann über einen 5-V-Festspannungsregler vom Fahrakku mitversorgt werden. Der Spannungsregler bewirkt neben einer Spannungsstabilisierung eine gute Entkopplung des Empfängers vom Leistungsteil.

Literatur

[1] *Pässler, H.-J.:* Drehzahlregler mit Drehrichtungsumpolung. FUNKSCHAU 1976, Heft 4, S. 157...158, und Heft 5, S. 197...198.

[2] *Kreinberg, W.:* Fahrtregler mit Umpoleinrichtung für Schiffsmodelle. FUNKSCHAU 1977, Heft 17, S. 805.

Schaltungskniff

Fernsehton über aktive Lautsprecherboxen

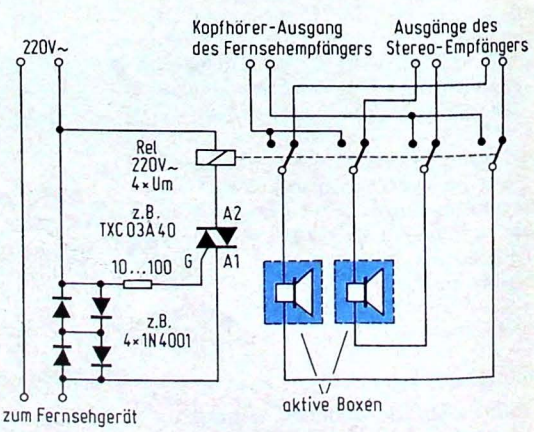
Über die meist recht mangelhafte Qualität von in Fernsehgeräten eingebauten Lautsprechern braucht man sich nicht unbedingt zu ärgern. Befindet sich das Fernsehgerät zwischen den beiden Boxen einer Stereoanlage, liegt der Wunsch nahe, den Fernsehton mit besserer Qualität über die Boxen wiederzugeben. Zur Realisierung dieser Möglichkeit sind mehrere Umschaltungen notwendig, die für jede Betriebsart (Rundfunkempfang in Stereo, Fernsehempfang in Mono) erneut vorgenommen werden müssen. Eine ständige Verbindung aller Signalquellen ist dabei unmöglich.

Der Verfasser baute daher eine automatische Umschaltvorrichtung, die ohne Eingriffe in die Geräte es ermöglicht, beim Einschalten des Fernsehgerätes die Lautsprecherboxen vom Verstärker abzutrennen und gemeinsam auf den Kopfhörerausgang des Fernsehempfängers zu schalten.

Dieser Kopfhörerausgang stellt allerdings bei den meisten Fernsehgeräten nur eine minimale Leistung zur Verfügung; ideal sind daher aktive Lautsprecherboxen.

Das *Bild* zeigt die Schaltung der Umschaltautomatik. Es ist darauf zu achten, daß ein für Wechselstrom (220 V) geeignetes Relais verwendet wird. Der Triac erhält die erforderliche Zündenergie durch den Spannungsabfall an den Dioden; der Gate-Widerstand richtet sich nach dem erforderlichen Zündstrom des Triac, im Mittel wird man mit etwa 47 Ω auskommen. Wichtig ist, daß die verwendeten Dioden auch den Strom aushalten, den der Fernsehempfänger „zieht"; es eignet sich z. B. der Typ 1N4001. Auf eine ausreichende Isolierung der Netzspannung führenden Teile ist unbedingt zu achten!

Dipl.-Ing. Detlef Pankrath



Leider liefern die meisten Fernsehempfänger nur recht wenig Nf-Leistung am Kopfhörerausgang; deshalb eignen sich hier besonders aktive Lautsprecherboxen. Natürlich ist die Schaltung aber auch für ganz andere Anwendungen brauchbar.

Karlheinz Fietta

Für den Elektronik-Hobbyisten, dem ein einfacher mechanischer Schalter zum Einschalten der heizbaren Heckscheibe seines Kraftfahrzeuges zu einfach ist, wird hier eine Schaltung beschrieben, die den Schalter durch einen Berührungssensor ersetzt und die Heckscheibe kontaktlos einschaltet.

Heckscheibenlogik

Gerade in der kalten Jahreszeit, in der die Batterie des Fahrzeuges stark beansprucht und die Heizung der Heckscheibe am meisten benötigt wird, sollte die Stromentnahme aus der Batterie von einer Logik gesteuert werden. Der Grundgedanke war, eine Schaltung zu entwerfen, die das Einschalten der Heckscheibe von der Stellung des Zündschlüssels, der Batteriespannung und dem Ladestrom der Lichtmaschine abhängig macht.

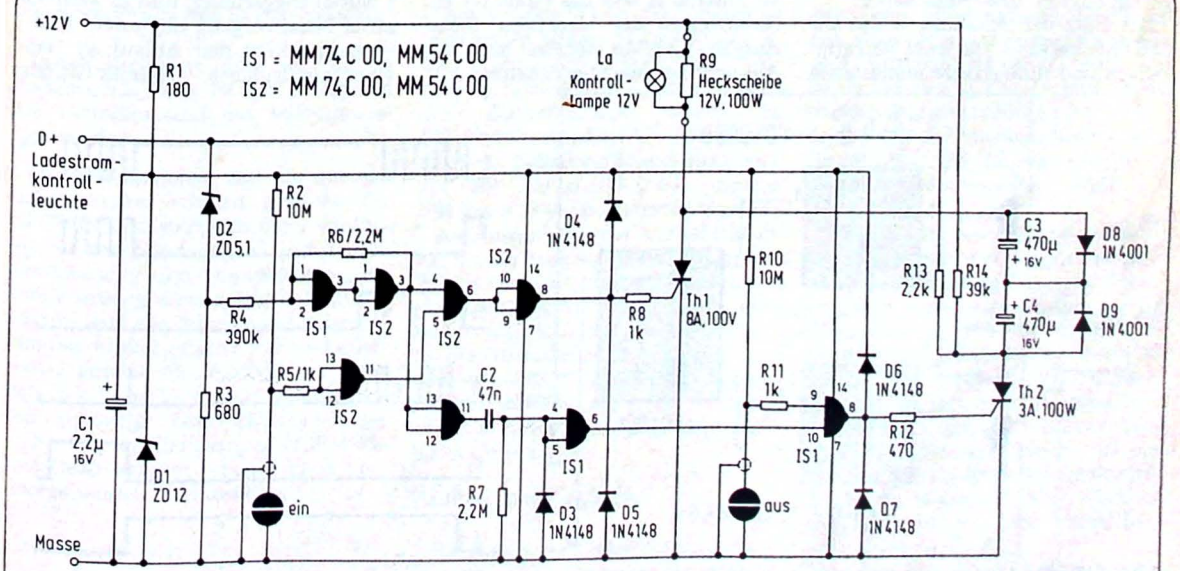
Da für diese Voraussetzungen einige digitale Bauelemente notwendig sind und diese über Berührungsflächen gesteuert werden sollen, werden CMOS-Logikelemente verwendet. In der vorliegenden Schaltung (*Bild*) wurde der CMOS-Typ MM 74 C 00 verwendet, es können aber genauso gut die CMOS-Typen CD 4011 Verwendung finden; sie unterscheiden sich nur in den Anschlußbelegungen zweier Gatter. Obwohl der Stromverbrauch der CMOS-Bauelemente sehr gering ist (sie verbrauchen eine fast nicht mehr meßbare Leistung und sind deshalb ständig an die Fahrzeugbatterie angeschlossen), können sie doch einen Strom liefern, der groß genug ist, einen Thyristor zu steuern, der die Heckscheibenheizung einschaltet.

Zur Stromversorgung der CMOS-Logikelemente sind noch einige Überlegungen notwendig. Die Versorgungsspannung darf max. 15 V betragen. Geht man von einer Batteriespannung von 12 V aus, so erscheint der Abstand groß genug. Aber eine geladene Batterie hat schon eine Spannung von 14 V, und durch Lichtmaschine und Zündung addieren sich noch Spannungsspitzen hinzu, die nach kurzer Zeit die Bauelemente zerstören können. Aus diesem Grund sorgen R 1, D 1 und C 1 dafür, daß der Maximalwert niemals überschritten wird.

Nun zur weiteren Funktion der Schaltung. Liefert nach dem Anlassen die Lichtmaschine Strom in die Batterie, so erlöscht die Ladestromkontrolleuchte. Wenn an der Lichtmaschine eine Spannung von größer als 12,6 V liegt, so entsteht an der Katode von D 2 eine Spannung von 7,5 V. Diese Spannung genügt, damit der Schmitt-Trigger IS 1, IS 2, R 4, R 6 am Ausgang log. „H" hat. Man kann dann durch Überbrücken der Berührungsfläche die Heckscheibe über IS 2, Pin 8 einschalten.

Ausgeschaltet wird die heizbare Scheibe durch Berühren der Fläche „aus". Pin 8 von IS 1 wird dann „H" und zündet den Thyristor 2, der über den bipolaren Elektrolyt-Kondensator C 3, C 4 den Last-Thyristor 1 löscht. Die Anordnung C 3, C 4, D 8 und D 9 ist eine Ersatzschaltung für einen bipolaren Kondensator von 100 µF, gebildet aus zwei „normalen" Elkos.

Der Löschthyristor 2 kann ebenfalls durch das Monoflop IS 1, C 2, R 7, D 3 gezündet werden. Sollte die Lichtmaschine keinen Strom in die Batterie liefern und die Spannung der Lichtmaschine unter 10,6 V = 5,1 V + 5,5 V sinken, so geht der Ausgang des



Sicherlich läßt sich über den Sinn einer Sensor-Steuerung im Kfz streiten – trotzdem hier eine Schaltung, mit der sich die Heckscheibenheizung mit Sensoren ein- und ausschalten läßt

Schmitt-Triggers (Pin 3 von IS 2) auf „L" und das Monoflop gibt einen Impuls zum Zünden des Löschthyristors ab, der wiederum den Last-Thyristor 1 löscht.

Mit Hilfe dieser Anordnung ist gewährleistet, daß beim Abstellen des Kraftfahrzeuges die Heckscheibe immer ausgeschaltet wird und sich die heizbare Heckscheibe nur einschalten läßt, wenn die Lichtmaschine die Fahrzeugbatterie unterstützt.

Die Dioden D 4...D 7 sind Schutzdioden für die Ausgänge der CMOS-Gatter. R 9 symbolisiert die heizbare Heckscheibe, die bei 12 V eine Leistung von 100 W hat. La ist eine Kontrollampe, die den Einschaltzustand der Heckscheibe signalisiert. R 13 sorgt für ein schnelles Umladen des Löschkondensators; R 14 lädt den Kondensator bei gezogenem Zündschlüssel um, ist aber so bemessen, daß der Löschthyristor 2 von selbst verlöscht.

Die Schaltung kann ohne Schwierigkeiten auf einer Lochrasterplatte von 80 cm^2 Fläche aufgebaut werden, wenn ein Fingerkühlkörper mit einem Wärmewiderstand von ≦ 8 K/W verwendet wird. Die Zuleitungen zu den Berührungsflächen sollten, wenn sie länger als 10 cm sind, abgeschirmt werden. Die Berührungsflächen selbst fertigte der Verfasser aus verchromten Polsternägeln.

Diese zugegebenermaßen etwas aufwendige Schaltung ist besonders dann angebracht, wenn eine heizbare Heckscheibe nachträglich eingebaut wird. Aber auch derjenige, der mit der Funktion seines serienmäßig eingebauten Heckscheibenschalters nicht zufrieden ist, wird in der beschriebenen Schaltung sicherlich seine Vorstellungen verwirklicht finden.

Schaltungskniff

Schaltung zur Kontaktentprellung

Die im folgenden beschriebene Schaltung (*Bild 1*) hat gegenüber den bisher bekannten den Vorteil, unabhängig von der Art der Schalterkontakte zu sein. Selbst stark prellende Schaltertypen, deren vollständige Entprellung auch durch eine Kombination aus einem Kondensator und einem Schmitt-Trigger nicht mehr möglich ist, führen am Ausgang der Schaltung zu eindeutigen Signalen. Auch ist kein Umschaltkontakt erforderlich, wie er für die bekannte Entprellschaltung mit einem RS-Flipflop unabdingbar ist: Es genügt ein Ein- bzw. Ausschalter.

Das Herz der Schaltung bildet ein CMOS-Schaltkreis, der zwei nachtriggerbare und rücksetzbare monostabile Kippstufen (Monoflops) enthält. Monoflop 1 entprellt den Einschaltvorgang und Monoflop 2 den Ausschaltvorgang. Die Ausgangsimpulslängen τ_1 und τ_2 sind mindestens so lang zu wählen, daß die jeweils maximalen Prellzeiten dadurch überbrückt werden.

Ist Monoflop 1 über Gatter G 1 durch eine positive Flanke am Schaltungseingang E getriggert, so wird das Monoflop 2 über seinen Rücksetz-Eingang vom Ausgang $\overline{Q}1$ gesperrt. Außerdem wird über den Ausgang Q1 das RS-Flipflop gesetzt. Dessen Ausgang Q verhindert im Zustand H über das Gatter G1 ein Nachtriggern des Monoflops. Dieser Ausgang Q bildet daneben auch den Ausgang der gesamten Schaltung.

Ist die Zeit τ_1 verstrichen, so fällt die Sperrung des Monoflop 2 fort. Der Ausgang Q des RS-Flipflops bleibt jedoch auf H.

Die nächste negative Flanke am Eingang E triggert dann Monoflop 2 über das Gatter G2. Monoflop 1 wird verriegelt und das RS-Flipflop zurückgesetzt. Der Ausgang A nimmt den Zustand L an. Der dann am Ausgang $\overline{Q}$ anliegende H-Pegel bewirkt das Sperren des Gatters G2, so daß auch hier ein Nachtriggern des Monoflops vermieden wird.

Während der Zeitdauer τ_1 bzw. τ_2 ist die Schaltung also unempfindlich gegen Impulse am Eingang. Dies wird durch Sperrung des jeweils nicht angesprochenen Monoflops und des Gatters im aktivierten Schaltungszweig bewirkt.

Nach Ablauf der Zeit τ_2 ist Monoflop 1 wieder triggerfähig, und es kann ein neuer Schaltvorgang beginnen. *Bild 2* veranschaulicht den Ablauf an Hand eines Impulsplanes. Helmut Glünder

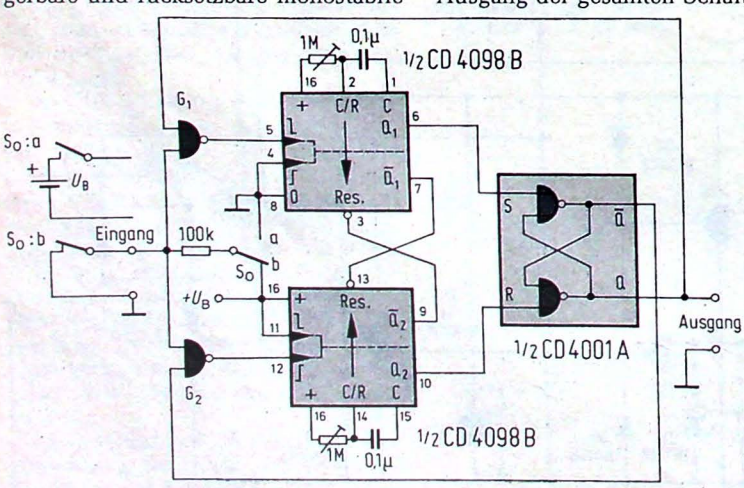


Bild 1. Die Schaltung sieht aufwendiger aus, als sie eigentlich ist: Zwei CMOS-IS genügen zur Entprellung von Einzelkontakten. Für die Eingangsbeschaltung sind zwei Möglichkeiten eingezeichnet

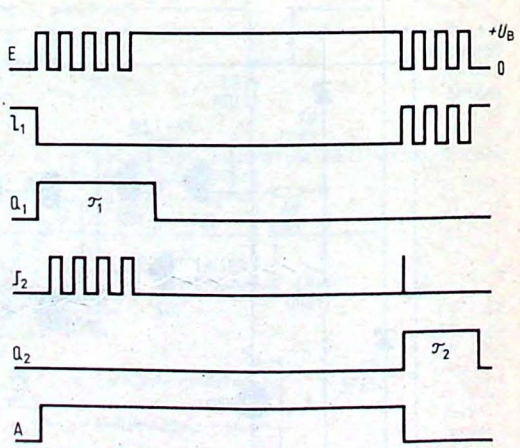


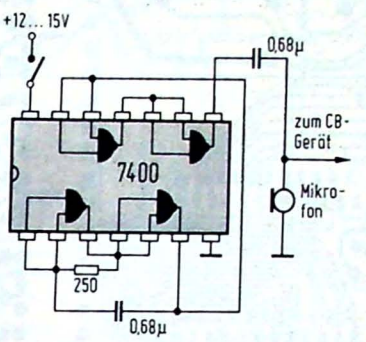
Bild 2. Die Zeitkonstanten der beiden Monoflops müssen lediglich so eingestellt werden, daß sie jeweils größer als die maximal zu erwartende Prelldauer sind

Wie „Schaltungskniffe" nicht aussehen sollen

In der CB-Zeitschrift „Breaker" Nr. 11/78 fanden wir einen derart bemerkenswerten „Schaltungskniff", daß wir uns entschlossen, ihn unseren Lesern nicht vorzuenthalten. Es handelt sich um eine Schaltung zur Erzeugung eines IRuftones für CB-Funkgeräte, wie das *IBild* zeigt.

Wenn wir einmal davon absehen, ob sso etwas überhaupt postalisch zulässig iist, ist doch der Wagemut des Verfassers bemerkenswert, eine TTL-Schaltung ((zulässiger Betriebsspannungs-Maximalwert 5,25 V) direkt an 12...15 V zu sschalten: „Obwohl der IC eine Betriebsspannung von 5 V hat, tritt bei kurzzeittigem Betreiben mit 12...15 V keine Beschädigung auf..."

Im übrigen lautet die Parole, so der Verfasser, „hören und gehört werden".



Tonruf-„Oszillator" oder TTL-Ermordung – das ist hier die Frage

Aus diesem Grund koppelt er auch die rund 4 V Nf-Ausgangsspannung direkt in den Mikrofoneingang des CB-Gerätes ein: „Auch das Nf-Signal, das bei der vorliegenden Bauanleitung im Mikrofon zu hören ist, beschädigt die Kapsel nicht." Sicher – nur sind wegen der totalen Übersteuerung des Modulationsverstärkers alle CB-Kanäle durch Splatterstörungen im kilometerweiten Umkreis „dicht".

Wieder einmal zeigt es sich also, daß es durchaus einen Sinn hat, nur solchen Funkbegeisterten das Herumbasteln an den Geräten zu gestatten, die ihre technische Befähigung in einer Amateurfunk-Lizenzprüfung unter Beweis stellten... Fe.

Uwe Berger

DCF-77-Uhr mit Mikroprozessor

2. Teil

Nachdem wir im 1. Teil dieses Beitrags die Funktionsweise des DCF-77-Zeitsignalempfängers und die Schaltung besprochen haben, hier noch die notwendigen Platinen-Layouts und einige Hinweise zum Aufbau dieser Uhr.

Die Normierung des Rechnersystems

Durch Betätigen einer auf Wunsch einbaubaren Taste NORM erhält man den Grundzustand des Mikroprozessor-Systems.

Die WZ-Speicher und die internen Datenspeicher werden gelöscht. Die Uhr synchronisiert sich dann selbsttätig auf das Sendersignal und die Sekundenlücke zum Minutenanfang. Bis zum Empfang einer gültigen Zeitinformation wird die Anzeige außer den Sekunden dunkel getastet und das Fehlersignal gesetzt. Bei fehlerfreiem Empfang wird die Zeit nach spätestens 2 min angezeigt. Beim Einschalten der Uhr wird das Tastensignal NORM automatisch erzeugt, ebenso nach vorübergehenden Netzausfällen.

Zusatzfunktionen

Vom Mikrorechner werden noch weitere Signale erzeugt, die aber nicht mit Treibern versehen wurden.

Am Ausgang DO der CPU werden zu jeder vollen Minute 11 Digits (Min. E, Min. Z, Std. E, Std. Z, Tag E, Tag Z, Wochentag, Mon. E, Mon Z, Jahr E, Jahr Z) der Zeitinformation seriell in BCD-Form ausgegeben. Von einer nachfolgenden Schaltung können die Digits mit dem Takt BCDTKT am Ausgang I/08 des A 1744 übernommen werden.

Am Ausgang I/04 des A 1744 steht ab 24 Uhr, am Ausgang I/05 ab 12 Uhr ein Impuls von einer Minute Länge an.

Am Ausgang AD 11 des Display-Controllers (DC) kann das Multiplexsignal für die Zifferndarstellung des Wochentags entnommen werden. Die 7-Segment-Information steht zur entsprechenden Zeit an den Ausgängen SGA bis SGG des DC an.

Aufbau und Abgleich

Die zum Aufbau erforderlichen Bauelemente sowie ein passendes Aluminiumgehäuse sind einzeln oder auch als kompletter Bausatz von Hopf (Postfach 1851, 5880 Lüdenscheid) erhältlich. Dazu gehört auch das PROM, das das Mikroprozessor-Programm enthält und verständlicherweise sonst nirgends lieferbar ist. Die Hauptplatine ist doppelseitig geätzt; *Bild 5* zeigt die Lötseite, *Bild 6* die Bauelementeseite nebst Bestückung. Die Anzeigenplatine ist ebenfalls doppelseitig *(Bild 7, Bild 8)*.

Der Abgleich beschränkt sich auf den Empfänger; wie weiter oben beschrieben, schließt man am besten ein Oszilloskop an und gleicht die Trimmer auf der Empfängerplatine und in der aktiven Antenne einfach auf maximale Hf-Spannung ab. Dabei ist zu beachten, daß der Abgleich nicht versehentlich, z. B. auf die fünfte Oberwelle der Fernseh-Zeilenfrequenz geschieht, die nur 625 Hz oberhalb der Soll-Empfangsfrequenz liegt. Wegen der DCF-77-Sekundenmarken ist aber eine Unterscheidung leicht möglich.

Mit dem Poti P 1 wird die automatische Hf-Regelung eingestellt, was aber recht unkritisch ist. Der Abgleich ist optimal, wenn die Spannung am Drain des

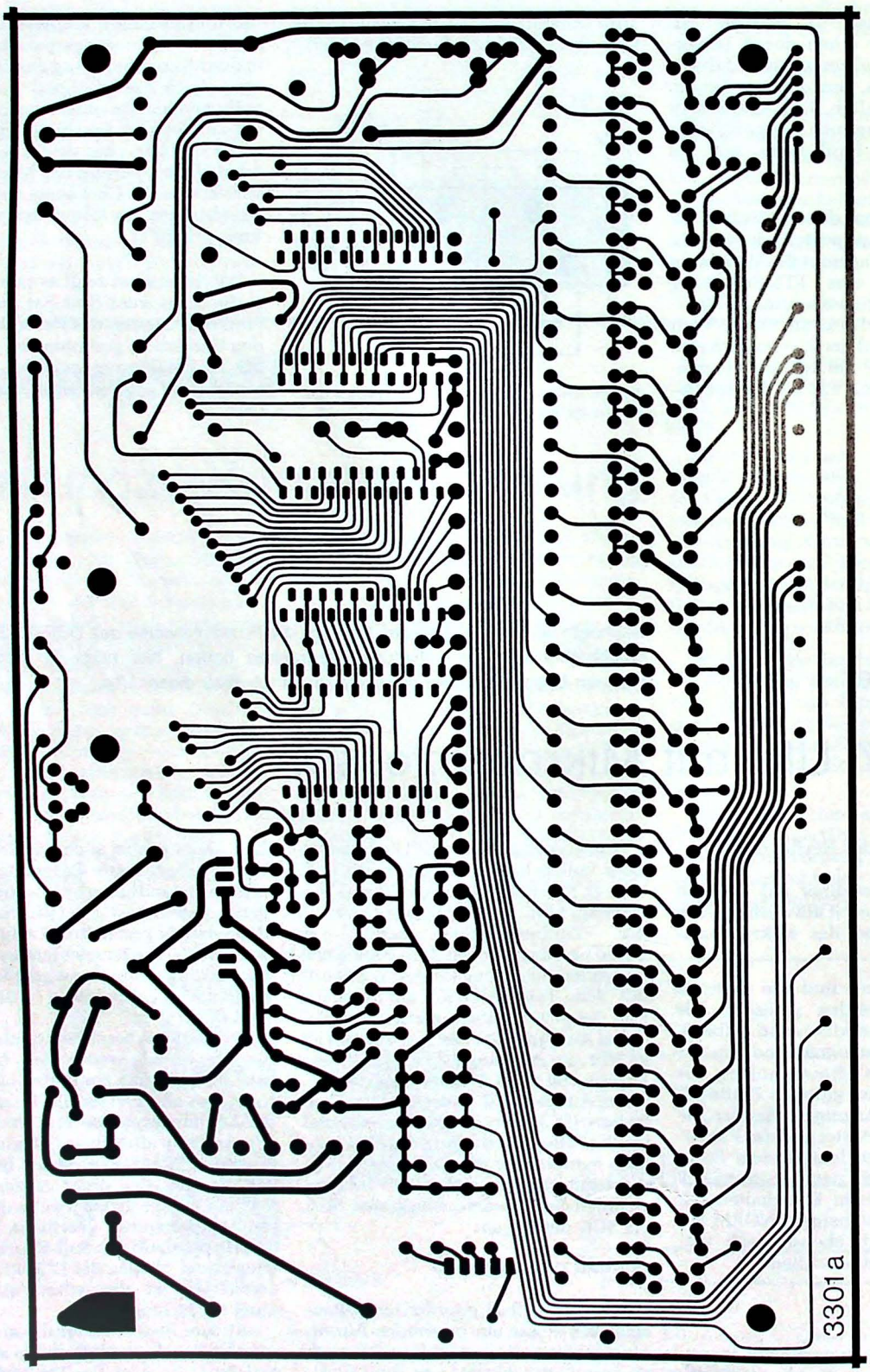


Bild 5. Lötseite der Musterplatine. Der Bausatz-Lieferant vertreibt alle Platinen auch einzeln

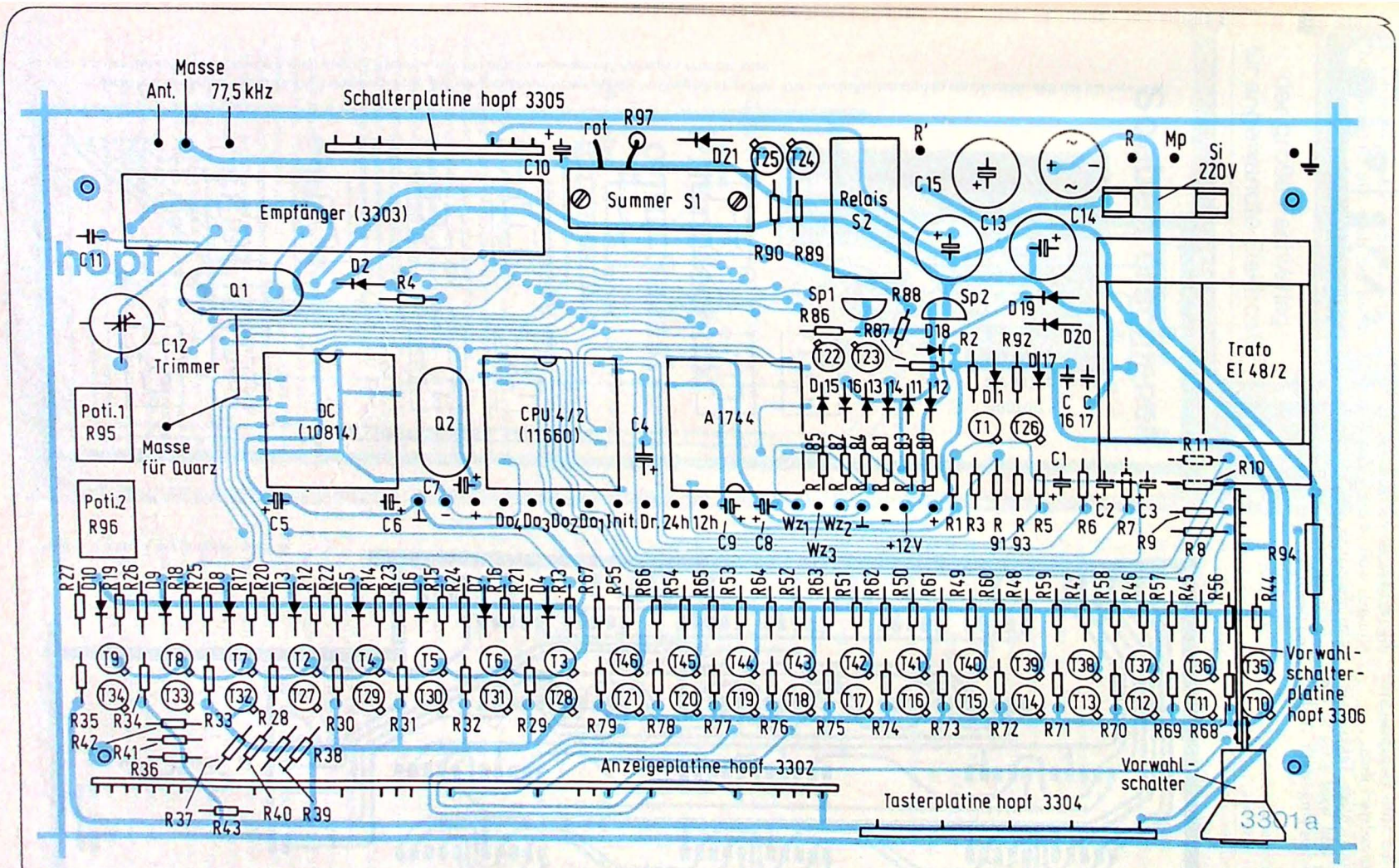


Bild 6. Oberseite und Bestückungsplan der Mutterplatine. Der Bausatzlieferant vertreibt dazu auch die vorne rechts eingezeichnete, senkrecht stehende Tastenfeld-Platte; es eignen sich aber natürlich auch beliebige andere Tasten

BF 245 etwa in der Mitte zwischen Maximal- und Minimalwert liegt.

P 2 ist für die richtige Taktauswertung zuständig und wird etwa in der Mitte des Bereiches eingestellt, in dem die Takt-LED sauber blinkt. Nach 2 bis 3 Minuten wird jetzt die Zeit- bzw. Datumsinformation angezeigt werden.

Falls ein hoher Störpegel eine einwandfreie Auswertung verhindert, genügt es oft, den Schutzleiter des Netzkabels mit dem Alu-Gehäuse und der Platinenmasse zu verbinden. ■

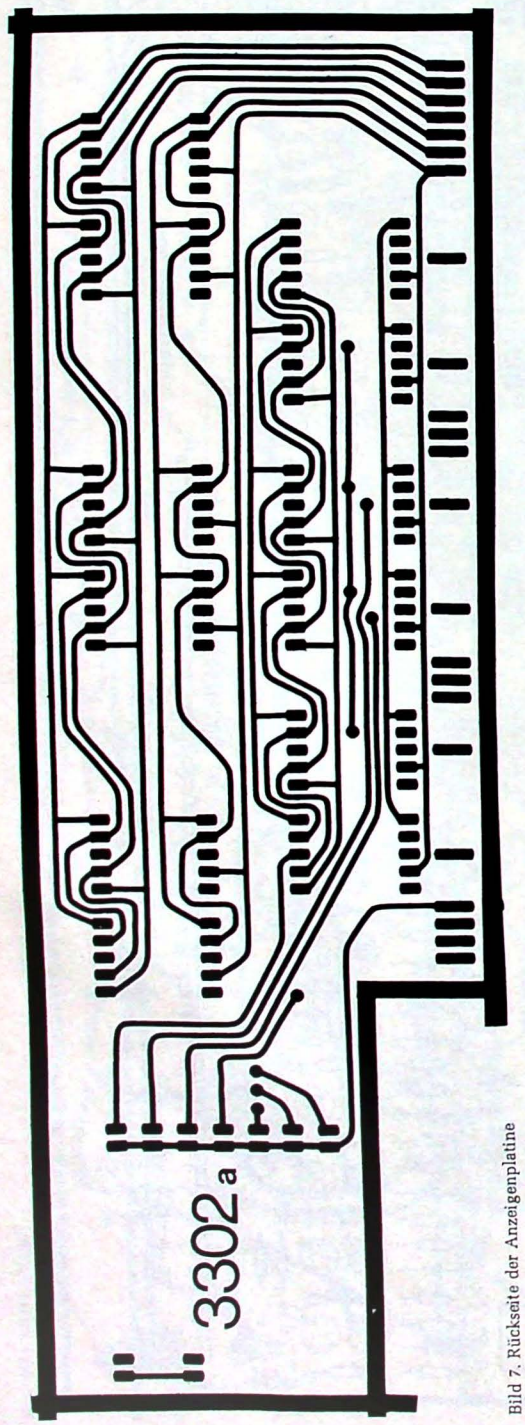


Bild 7. Rückseite der Anzeigenplatine

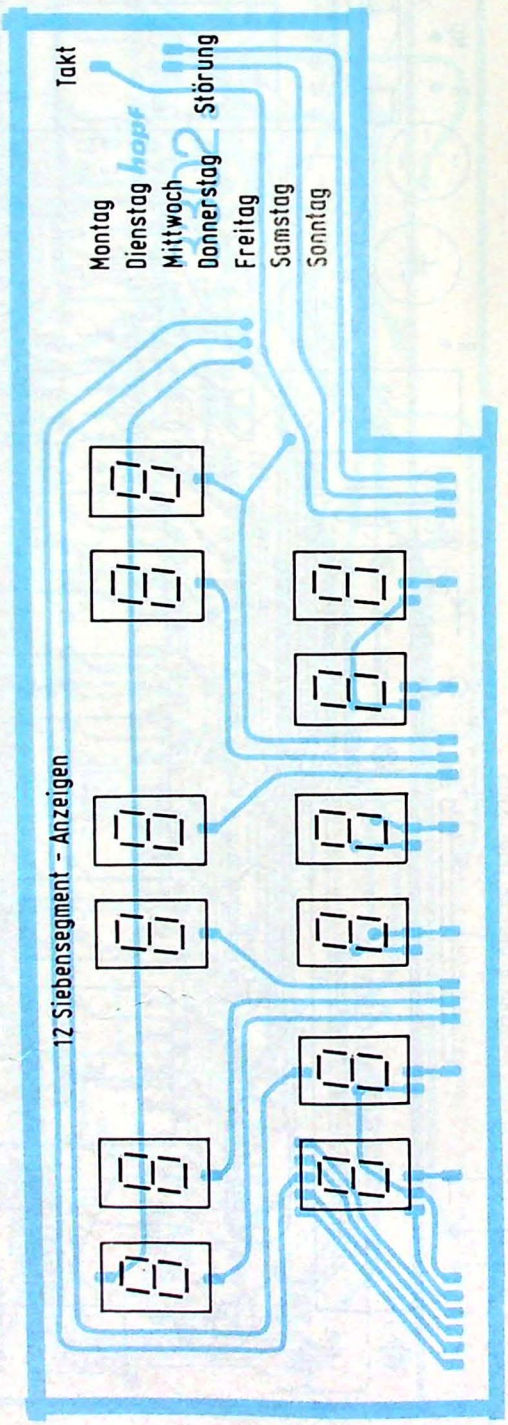


Bild 8. Vorderseite und Bestückungsplan der Anzeigenplatine. Sie wird senkrecht vorne auf die Mutterplatine gelötet. Die Leuchtdioden sind so einzusetzen, daß das kürzere Bein jeweils auf der linken Seite ist und etwa die gleiche Bauhöhe wie bei den Siebensegment-Anzeigen erreicht wird

Knut Brenndörfer

Können Sie sich unter „Radionavigationslauf" etwas vorstellen? Der Begriff „Fuchsjagd" ist bei uns dafür schon verbreiteter. Es handelt sich dabei um einige der wenigen gesundheitsfördernden Tätigkeiten von Hobby-Elektronikern, hier speziell Funkamateuren: Ein in der „Wildnis" mühsam versteckter Sender muß möglichst schnell mit Hilfe von Peilempfängern aufgefunden werden, und dem Sieger winkt meist ein Preis in Form von wertvollen Bauelementen oder Geräten. Wie man sich einen für diese Sportart geeigneten Empfänger selbst baut, beschreibt die nachfolgende Bauanleitung.

Peilempfänger für das 80-m-Band

Der Radionavigationslauf erfreut sich in letzter Zeit in Amateurfunkkreisen wachsender Beliebtheit. Dem steht die geringe Anzahl von Baubeschreibungen für wettbewerbstüchtige Peilempfänger gegenüber. An diese sind wegen des Verwendungszwecks einige von „normalen" Empfängern nur selten erfüllte Forderungen zu stellen. Diese sind: geringes Gewicht; einfache Bedienung mit einer Hand; eindeutige Peilung, auch im Nahfeld des Senders; eindeutige Seitenbestimmung; so wenig Bedienungselemente wie möglich; Einsatzmöglichkeit auch bei schlechtem Wetter und schließlich eine stabile mechanische Konstruktion.

Vom Verfasser wurde nun versucht, ein Konzept zu erstellen, welches die aufgestellten Forderungen möglichst optimal erfüllt. *Bild 1* zeigt das Mustergerät.

Bei der elektrischen Konzeption wurde beim Hf-Teil von einer in [1] veröffentlichten Beschreibung eines Peilempfängers ausgegangen, da die elektrischen Eigenschaften dieser Schaltung für den vorgesehenen Verwendungszweck fast optimal sind. Der Nf-Verstärker wurde mit einem Operationsverstärker realisiert, welcher bei sehr geringer Stromaufnahme mit einem mittel- bis hochohmigen Kopfhörer eine mehr als ausreichende Lautstärke erzeugt. Auf Lautsprecherbetrieb wurde verzichtet, da er sich bei Wettbewerben als unzweckmäßig erwiesen hat; ganz abgesehen von der akustischen Störung der anderen Teilnehmer und dem hohen Stromverbrauch. *Bild 2* zeigt die Schaltung des Gerätes.

Die mechanische Ausführung des Empfängergehäuses wurde so gewählt, daß es selbst als Griff dient. Abstimmung, Hf-Regler und Taster zum Zuschalten der Hilfsantenne sind mit einer Hand zu bedienen. Das Chassis wurde aus kupferkaschiertem Leiterplattenmaterial aufgebaut, es besitzt dadurch eine hohe Festigkeit und ein geringes Gewicht.

Die Empfängerschaltung

Die in der Ferritantenne induzierte Hf-Spannung wird durch den Vorkreis (L1, CT1) selektiert und durch L2 in die Hf-Vorstufe der integrierten AM-Empfängerschaltung TCA 440 eingekoppelt. L5, L4 und die dazugehörigen Bauteile bilden die Beschaltung des integrierten Oszillators, dessen Signal die Hf-Eingangsspannung in einem multiplikativen Mischer auf eine Zf von 455 kHz umsetzt. Dieses Signal wird zuerst in F1 selektiert, dann in einem dreistufigen Zf-Teil verstärkt und anschließend, nach Durchlaufen eines weiteren keramischen Zf-Filters, gleichgerichtet.

Die Hf-Vorstufe und die drei Zf-Stufen sind mit P1 insgesamt über mehr als 100 dB regelbar.

Vor der Demodulation wird der zur Überlagerung von A-1-Signalen notwendige BFO über 15 pF eingekoppelt. Er ist mit dem keramischen Filter F3 als Resonator aufgebaut. Das nach der Demodulation gewonnene Nf-Signal wird mit dem Operationsverstärker TAA 861 auf den für einen Kopfhörer notwendigen Pegel gebracht. Die Verstärkung kann bei Bedarf durch Vergrößern von R_y verringert werden.

Die für die Varicap-Abstimmung notwendige stabile Spannung liefert die Z-Diode ZD1, die über den als Konstantstromquelle geschalteten Transistor T2 gespeist wird.

Eine Zusatzschaltung, die nur bei Peilempfängern zur Seitenbestimmung benötigt wird, ist um T1 aufgebaut.

Bild 1
Das Mustergerät des Verfassers

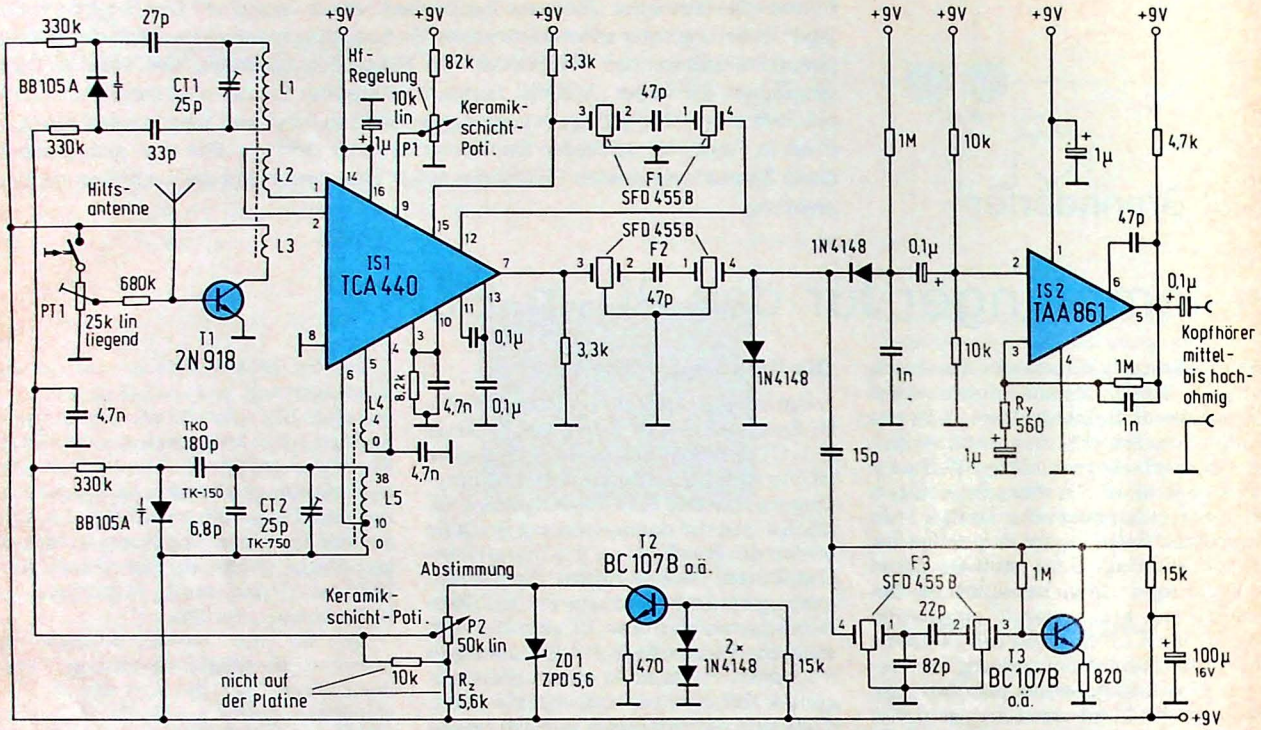


Bild 2. Das Gesamtschaltbild des 80-m-Peilers

Dieser arbeitet als regelbarer Verstärker und koppelt das Signal der Hilfsantenne über L 3 auf die Ferritantenne. Mit einem Taster wird diese Stufe nur zur Seitenbestimmung zugeschaltet.

Aufbau und Abgleich

Bild 3 zeigt die Platine, auf der die Schaltung aufgebaut wird. Bei der Bestückung (*Bild 4*) ist darauf zu achten, daß alle Bauteile möglichst flach auf der Platine aufliegen. Ihre Höhe darf 9 mm nicht übersteigen.

Die Kondensatoren im Oszillator sollten wegen der Temperaturstabilität die angegebenen TK-Werte haben. Für den 180-pF-Kondensator kann jedoch auch eine Styroflexausführung eingesetzt werden.

Die Oszillatorspule und die Ferritantenne werden nach *Bild 5* bewickelt. Hierbei ist auf gleichen Wickelsinn zu achten. Anschließend wird die Oszillatorspule mit einem Zweikomponentenkleber verklebt.

Zur Inbetriebnahme verbindet man das Gerät über ein Milliamperemeter mit einer 9-V-Batterie. Die Stromaufnahme sollte ungefähr 15 mA betragen. Nachdem der Schleifer von P 1 gegen den Masseanschluß gedreht wurde, sollte der Empfänger rauschen und bei Mittelstellung von P 2 ein starkes Signal, z. B. von einem Grid-Dip-Meter oder einem Meßsender, in der Mitte des 80-m-Bandes durch Abstimmen von CT 2 zu empfangen sein. Anschließend wird der Vorkreis mit CT 1 auf Maximum gezogen.

Sollte der Empfänger keine Reaktion zeigen, sind zuerst alle Spannungen zu überprüfen; dabei ist zu beachten, daß die Abstimmspannung gegen den Pluspol der Batterie zu messen ist. Ein weiterer Grund für die Nichtfunktion kann eine nicht gleichsinnig gewikkelte oder falsch gepolte Oszillatorspule sein.

Sollte der Abstimmbereich zu klein sein, kann er durch Verkleinern von R_z vergrößert werden. Die Verstärkung der Hilfsantenne wird mit PT 1 so eingestellt, daß sich für die Seitenbestimmung ein optimales Vor-Rück-Verhältnis ergibt.

Der Aufbau des Chassis erfolgt nach *Bild 6*. Als Material dient kupferkaschiertes Epoxydharz mit 1,5 mm Stärke; zuerst wird das doppel-T-förmige

11-m-CB-Peilaktionen

Manchmal liest man in der einschlägigen Presse über spektakuläre Aktionen, wobei CB-Funker zum Teil mit selbstgebauten Geräten Störenfriede in ihrer Umgebung „ausheben". Warum beschreibt die FUNKSCHAU kein solches 11-m-Peilgerät?

Empfänger gelten in der Bundesrepublik Deutschland zumindest als Teil einer Nachrichtenanlage, und ihr Betrieb erfordert daher das Vorhandensein einer FTZ-Nummer. Dafür gibt es zwei Ausnahmen: Rundfunkempfänger darf man sich selbst bauen und betreiben, solange sich niemand über die u. U. auftretende Oszillator-Störstrahlung beschwert, und auch der Bau von Amateurfunkempfängern erfordert keine anschließende Prüfung durch das FTZ.

Anders bei CB-Geräten: CB-Funker sind keine Funkamateure, und ebenso wie sie keine Veränderungen an ihren Geräten durchführen dürfen, so dürfen sie sich auch keine Funkgeräte – und auch keine Empfänger! – selbst bauen. Da bei Feststationen keine Richtantennen zulässig sind und Handfunksprechgeräte nach den FTZ-Bestimmungen keinen externen Antennenanschluß besitzen dürfen, ist die einzige Peilmöglichkeit auf dem 11-m-Band, ein FTZ-geprüftes Mobilgerät im Kraftfahrzeug mit einer Richtantenne zu betreiben. Daß die Chance, damit einen Störenfried ausfindig zu machen, nur gering ist, dürfte einleuchtend sein...

Hauptteil zusammengelötet. Die Kaschierung der Zwischenwand zeigt in Richtung der Drehknöpfe. Nachdem die mit Muttern versehenen Befestigungsstege für die Platine angebracht wurden, können die Abschlußdeckel angelötet werden. Für diese Arbeiten sollte ein Lötkolben mit mindestens 50 W Heizleistung vorhanden sein.

Danach werden die notwendigen Bohrungen und Ausschnitte am Chassis angebracht. Zu beachten ist dabei, daß neben den Bohrungen, welche den durch ein PVC-Rohr geschützten Ferritstab aufnehmen, die Kupferkaschierung aufgetrennt wird. Geschieht dies nicht, so bewirken die zwei dadurch um den Ferritstab liegenden Kurzschlußwindungen einen Rückgang der Empfängerempfindlichkeit.

Da sich die Größe und Lage der Bohrungen je nach den verwendeten Bauteilen verändern kann, wurde hier zum Teil auf genaue Maßangaben verzichtet.

Zur Vereinfachung des Endabgleichs können in der Zwischenwand des Chassis noch drei zusätzliche Bohrungen angebracht werden, durch die sich die Trimmer auch bei eingeschraubter Platine abstimmen lassen.

Da für dieses Empfängerkonzept nach Wissen des Verfassers keine geeigneten Drehknöpfe auf dem Markt sind, wurden diese durch Modifikation handelsüblicher Aluminiumknöpfe selbst hergestellt. Hierbei kommt es vor allem darauf an, mit Hilfe einer Feile oder Drehbank die Bauhöhe der Drehknöpfe soweit zu verringern, daß sie im Gehäuse Platz finden.

Verschlossen wird das Gehäuse mit zwei aus 0,5...1 mm starkem Alublech gebogenen Halbschalen. Da die Platine bei diesem Empfänger nicht direkt zugänglich zu sein braucht, kann die hintere Halbschale mit vier Schrauben befestigt werden. Die Halbschale an der Vorderseite wird einfach aufgesteckt und ermöglicht so im Notfall einen raschen Batteriewechsel. Zum Schutz vor Regen und Spritzwasser können die Ritzen auf der Platinenseite zwischen

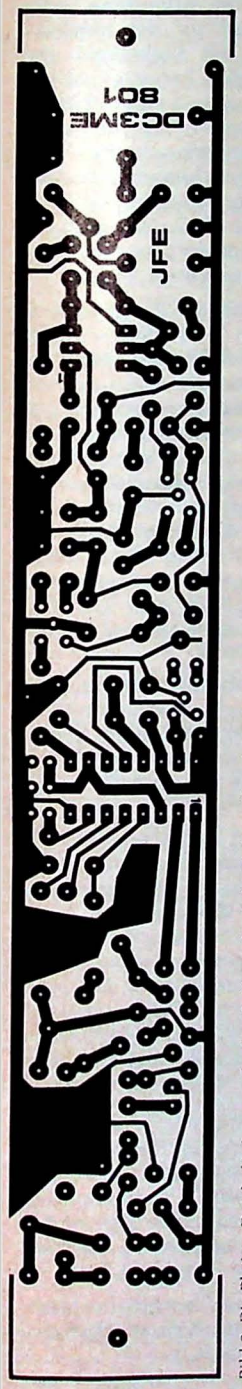


Bild 3. Die Platine. Durch die lange und schmale Form dient der Peiler selbst als Griff

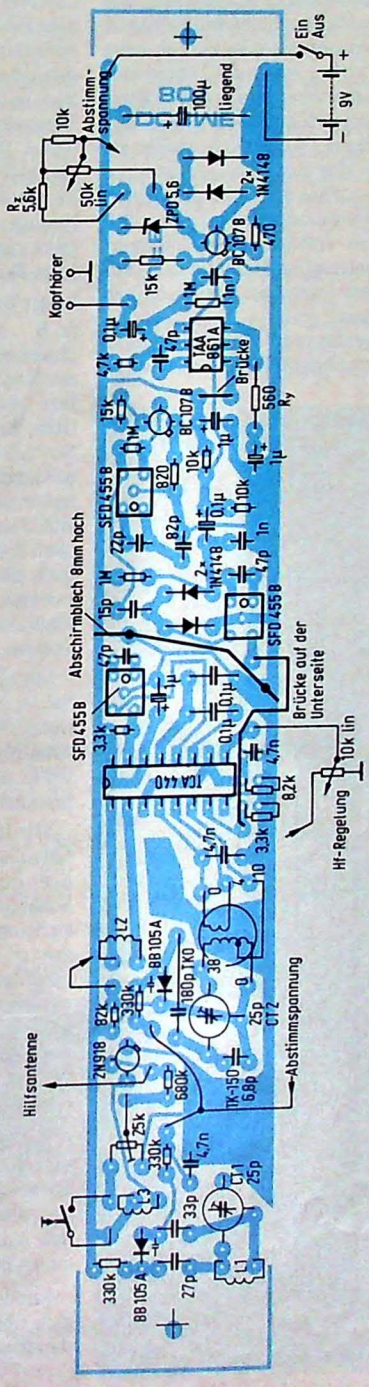


Bild 4. Bestückungsplan zu Bild 3. Kein Bauteil darf eine Höhe von mehr als 9 mm haben. Bei Verwendung von Tantal-Elkos und 1/8-W-Schichtwiderständen ist diese Forderung ohne Schwierigkeiten zu erfüllen

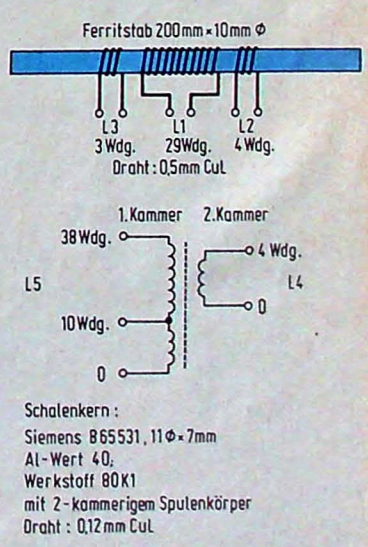


Bild 5. Wickeldaten der benötigten Spulen. An die Wicklungen der Ferritantenne sollte direkt am Ferritstab dünne Schaltlitze angestückelt werden, diese erleichtert durch ihre Biegsamkeit das Hineinschieben des Ferritstabes in das PVC-Rohr

der Abdeckung und dem Chassis mit Silikondichtungsmasse abgedichtet werden. Nachdem auch die drei zur Abstimmung verwendeten Bohrungen überklebt wurden, ist der Peiler spritzwasserdicht und es dürfte auch bei schlechtestem Wetter zu keinen Ausfällen kommen.

Literatur

[1] *Hoffschild, Günter:* Der 80-m-Peilempfänger „Münchner Kindl". CQ-DL 1975, Heft 3, Seite 153.

Bezugsquellen

Ferritstab, Schalenkern und keramische Filter:
Fa. Radio Rim, München.
Keramik-Schichtpotentiometer Typ Preostat 12:
Fa. Bürklin, München.

Diese und andere Spezialteile, wie die Platine, modifizierte Drehknöpfe und Alu-Halbschalen, können einzeln oder als Bausatz von der Firma J. Frank Elektronik, Wasserburger Landstraße 120, 8000 München 82, bezogen werden.

Herstellung von Platinen als Einzelstücke

Die Herstellung von Platinen nach dem Foto-Positiv-Verfahren verläuft nicht immer zur Freude des Bastlers. Oft liegt das daran, daß die Beschichtung der Platine mit Fotolack nicht gleichmäßig erfolgt; manchmal ist auch die Vorlage unter den Leiterbahnführungen nicht absolut lichtdicht. Wieviele Bastler besitzen auch schon eine einigermaßen starke Lichtquelle zur Belichtung der beschichteten Platinen? Beim Entwickeln hat man auch so seine Schwierigkeiten, wenn die Temperatur oder die Konzentration des Entwicklers nicht so ganz stimmt. Dann reibt man die „verunglückte" Platine wieder ab, um sie für den nächsten „Anlauf" zu beschichten. Dies kostet natürlich sehr viel Zeit, und mancher Bastler verliert die Lust an soliden „Befestigungen" seiner Schaltung und wendet sich resigniert dem weniger aufwendigen „Drahtverhau" zu.

Im folgenden soll eine Möglichkeit der Platinenherstellung beschrieben werden, die für jeden Bastler erschwinglich ist und, etwas zeichnerisches Geschick voraussetzt, in jedem Falle auch auf Anhieb gelingt. Diese Methode eignet sich allerdings nur für Einzel- oder Kleinstserienherstellung. Die Platine wird auf die gewünschte Größe zugeschnitten und auf übliche Weise gereinigt. Die von einer Vorlage kopierte oder selbst entworfene Leiterbahnführung wird auf der kupferkaschierten Platte mit Klebeband einigermaßen rutschfest befestigt. Mit einem feinen Körner und einem kleinen Hämmerchen werden die Lötpunkte leicht in die kupferkaschierte Platte eingeschlagen. Diese kleinen Einschlaglöcher dienen einerseits als Orientierungspunkte beim Nachziehen der Leiterbahnen, andererseits geben sie später beim Bohren einen guten Ansatz.

Mit folienanlösender Zeichentusche (z. B. „Rotring") und dem entsprechenden Tuschezeichner werden auf der Kupferseite entsprechend der Vorlage die Leiterbahnen nachgezogen. Gute Erfahrungen wurden mit einer Strichbreite von 0,5 mm gemacht. Damit kann man einigermaßen dünne Leiterbahnen ziehen, andererseits lassen sich Flächen gut ausmalen. Große Flächen werden mit einem Pinsel ausgemalt. Die Folientusche ist säurefest und trocknet schnell. Nach dem Ätzen der Platine läßt sie sich leicht mit Spiritus abwaschen.

Mit einem Radierstift, mit dem man Fehler beim Maschinenschreiben korrigiert, kann man fehlerhafte Leiterbahnführungen einfach wegradieren, wenn die Tusche einigermaßen angetrocknet ist.

Mit Lineal und Kreisschablonen für Lötaugen kann man ein exaktes Aussehen des Leiterbahnbildes erreichen. Schablonen für IS-Anschlüsse lassen sich herstellen, indem man zwei Reihen mit je acht gegenüberliegenden Löchern einer Lochrasterplatte auf 2 mm aufbohrt und die Unterseite mit einem breiteren Bohrer etwas abgratet, damit die Tusche nicht verwischt. Mit einer solchen Schablone kann man die IS-Anschlüsse exakt einzeichnen.

Der Tuschefüller nutzt sich nicht ab, und ein Fläschchen Folientusche reicht für unzählige Platinen. Der Schreibansatz des Füllers sollte von Zeit zu Zeit mit Spiritus ausgewaschen werden, damit die Tusche immer gut fließt.

Mit dem gleichen Tuschefüller lassen sich übrigens auch Kunststoffgehäuse dauerhaft beschriften.

Jürgen Ingold

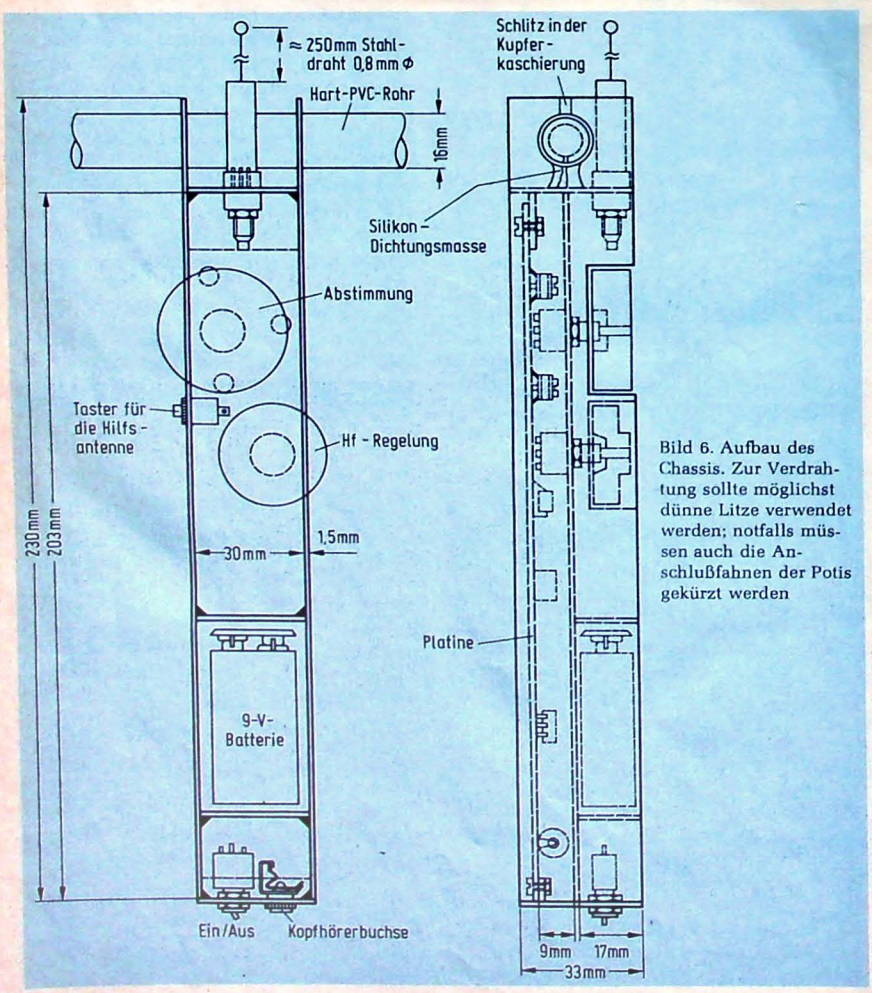


Bild 6. Aufbau des Chassis. Zur Verdrahtung sollte möglichst dünne Litze verwendet werden; notfalls müssen auch die Anschlußfahnen der Potis gekürzt werden

Erfahrungen beim Selbstbau der DCF-77-Uhr

In einem großen Karton befanden sich drei weitere kleinere und das Gehäuse. In den kleineren Kartons waren Bauteile zur Uhr – Widerstände, Kondensatoren, Transistoren – in einer Art Wurstkette verpackt. Die Antennenteile befanden sich in einem eigenen Karton. Hinzu kam noch eine vielseitige Broschüre mit einem Anflug von Bauanleitung.

Bekommt man einen Bausatz, ist man zum Äußersten entschlossen, d. h., man will die Uhr funktionieren sehen. Also will man wissen: Wie zusammenbauen? Doch die „Bauanleitung" beginnt mit einer allgemeinen Einleitung, woher und wieso die Uhr weiß, was die Stunde geschlagen hat.

Darauf folgt die Bedienungsanleitung, genauer: Die Beschreibung, wie man die Weckzeiten programmiert und wie die Uhr Fehler erkennt – aber man will doch bauen.

Dann wird erklärt, wie man einen Drucker ansteuert, wo der 12-Uhr-Ausgang und der 24-Uhr-Ausgang liegt und daß man eine „Initiierungstaste" einbauen kann. Nun gut.

Anschließend folgt der Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen"; gut, weil schon in der FUNKSCHAU 1974, Heft 19, Seite 727, gestanden – aber man will doch bauen.

Hierauf folgt ein 13seitiger wissenschaftlicher Beitrag „Das Nationale Zeitnormal der Physikalisch-Technischen Bundesanstalt". Die Lust zu bauen wächst.

Doch dann kommt's: Die Stückliste für die Platine Nr. 3301 (die Grundplatine, wie sich unschwer aus deren Größe erraten läßt). Das ist mir aber für den Anfang zu groß.

Ich fange mit der *Anzeigeplatine* (Nr. 3302) an (*Bild 1*). Der Aufbau macht keine Schwierigkeiten, nur die Löcher für die LED sind etwas groß, aber dieses kleine Problem bewältigt man. Die Lötstifte sind für die angebotenen Löcher teilweise zu groß, teilweise zu klein. Auch das läßt sich mit sanftem Druck lösen. Auf der richtigen Seite die Bauteile einstecken und auf der anderen Seite verlöten, muß man natürlich. Wie es gemacht werden muß, ersieht man aus dem Bauanleitungsfoto.

Dann folgt der *Codierschalter*; ebenfalls unproblematisch im Zusammenbau, doch womit kleben? Ich habe Patex genommen (*Bild 2*). Beim Anlöten der Platine stellte sich die Frage, welche Richtung ist die richtige, das Foto in der Anleitung war hierfür kaum aussagekräftig. Wo die Ziffernunterseite ist, muß auch „unten" für die Lötstifte sein.

Für die *Schalterplatine* (Nr. 3305) wurde – richtig – nur ein Schalter mitgeliefert (Schalter für den Wecker). Nur wo muß er hinein: links oder rechts? Ich entschied mich für die rechte Position – und lag richtig.

Sieht man einmal vom primitiven Aufbau der *Weck-Tipptasten-Platine* (Nr. 3304) ab, war die Herstellung ebenfalls unproblematisch. Einfach die Kontaktplättchen – auf dem Rand aufliegend – mit Tesafilm festkleben.

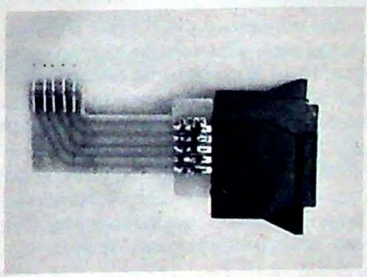


Bild 2. Der Codierschalter für die Eingabe der Weckzeit und des gewünschten Weckturnus: täglich, nur werktags, sonntags nie, nur einmal

Auch der Aufbau der *Empfängerplatine* – kurioserweise nur „Computer-Funkuhr Modell 3300 Bestückungsplan 3303" genannt – macht keine Probleme (*Bild 3*). Kleine Mängel: Die gelieferten Widerstände entsprechen nicht immer in ihren Abmessungen den eigentlich vorgesehenen, die Widerstände R 18 und R 22 müssen über Kreuz eingebaut werden. Für den Widerstand R 27 mit 470 Ω wurde ein Exemplar mit 4,7 kΩ geliefert. So was kann mal passieren; den richtigen hat man hoffentlich in der Bastelkiste.

Beim Bestücken bekam ich schon ein ungutes Gefühl, hatte ich doch kein Schaltbild zur Hand und das reine Drauflosbestücken kann gefährlich werden. Doch fiel mir der schon oben erwähnte FUNKSCHAU-Beitrag „Datums- und Zeitangabe drahtlos empfangen" ein, und da war auch das Schaltbild zu finden, das offensichtlich dem Bestückungsplan entsprach.

Die meiste Arbeit machte wegen der vielen Lötstellen die *Grundplatine* (Nr. 3301, *Bild 4*). Der Aufbau machte aber keine Schwierigkeiten. Für den Widerstand R 94 mußte die Leiterbahn durchtrennt werden, das stand aber gleich in der Stückliste drin. Die Kondensatoren C 16 und C 17 mußten in Schräglage gebracht werden, sonst hätte man den Transformator nicht hineingebracht. Wo bei den Netzteil-Elkos Plus und Minus liegt, wußte ich ebenfalls nicht sofort. Minus war, wo die schwarze Linie herunterlief.

Die „Display-Transistoren" und „Schalttransistoren" waren in großen Beuteln und mit „npn" oder „pnp" gekennzeichnet. Hier passierte mir ein entscheidender Fehler: Statt sie einzulöten, hätte ich sie besser gleich in die Mülltonne werfen sollen. Sie sind kei-

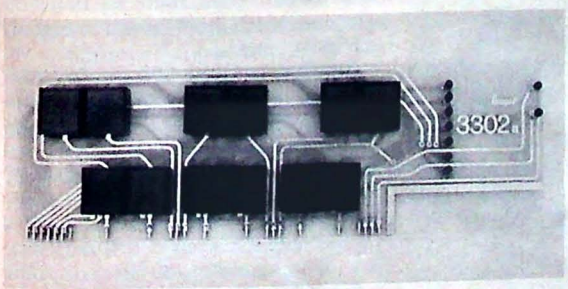


Bild 1. Der Aufbau der Anzeigeplatine für die in Heft 11 und Heft 12 beschriebene Funkuhr macht keine Schwierigkeiten

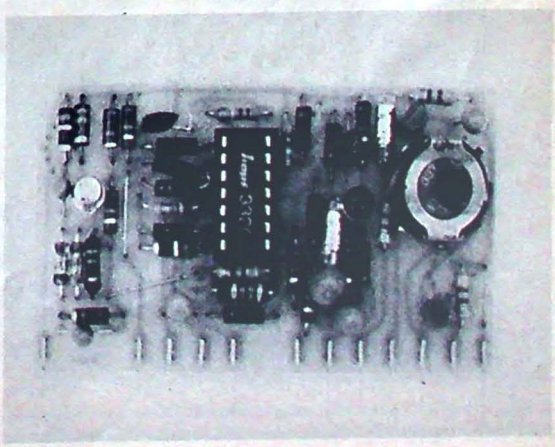


Bild 3. ▶
Die Empfängerplatine. Rechts der Übertrager mit einem Übersetzungsverhältnis von 1 : 6. Bei der IS handelt es sich um einen integrierten Rundfunkempfänger-Baustein

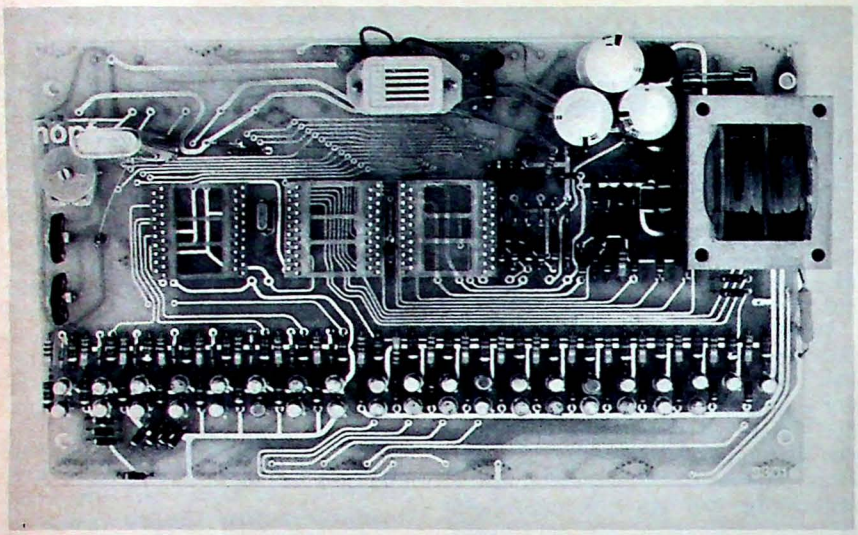


Bild 4. Die Grundplatine. Oben Mitte der Summer für den Weckerbetrieb und akustische Störungs-Anzeige, links neben dem Transformator die beiden Kondensatoren C 16 und C 17 in Schräglage. Für den Widerstand R 96, rechts unter dem Transformator, muß die Leiterbahn aufgetrennt werden. Links oben der Empfängerquarz für 77,5 kHz

nen Schuß Pulver, Entschuldigung, kein µV wert. Nun kommt auf mich demnächst die Arbeit zu, alle diese Transistoren gegen bessere, teurere auszuwechseln, dafür aber auch mit ausreichender Verstärkung und geringerem Reststrom. Nein, nicht alle brauche ich auszuwechseln, zwei fehlten sowieso.

Nun mußten die Einzelplatinen auf die Hauptplatine gelötet werden – leider sind sie nicht lötfrei zu verbinden, was eine eventuelle Fehlersuche erschwert. Die „elektronische" Antenne war ebenfalls schnell hergestellt.

Der Probelauf konnte nun beginnen. Aber es spielte nichts. Die Betriebsspannungen waren ziemlich durcheinander. Statt der negativen Betriebsspannung von – 12 V konnte eine – wenn auch geringe – positive Spannung gemessen werden. Der Fehler: Am IS-Sockel 1 der Empfängerplatine waren zwei Kontakte überbrückt. Ob es ein kleiner Ausreißer auf der Platine war – wie es ein Kollege, der den Fehler fand, konstatierte – oder ein Fehler beim Löten passierte, war nicht genau auszumachen.

Nach Beseitigen der Fehler stimmen wenigstens die Versorgungsspannungen. Nach Einsetzen der Mikroprozessor-Bausteine spielte die Uhr aber immer noch nicht (*Bild 5*). Von einem Abgleich mit einfachem Drehspulinstrument ist abzuraten; ein Oszilloskop am Emitter von T 2 der Empfängerplatine angeschlossen – wie für den Abgleich mit Drehspulinstrument empfohlen – zeigte, daß die Antenne nicht exakt mit dem vorgesehenen Trimmer abgleichbar war. Ein Verschieben der Wicklung auf der Ferritantenne machte dies aber möglich. Nun lief auch die Uhr. Große Freude – doch kaum war das Oszilloskop weg, lief sie nicht mehr. Der Fehler: Die Masse der Elektronik mußte mit dem Schutzleiter der Netzsteckdose verbunden werden. Nun lief die Uhr auch ohne „Peripherie". Nur die LED für die Taktanzeige blinkte nicht; nach dem Einbau eines neuen Transistors T 1 funktionierte das aber auch.

Nun mußte die Platine noch in das Gehäuse eingeschoben werden. Bloß, wo war vorn und hinten? Eine genauere Lektüre ergab, daß dort, wo im Gehäuse noch zwei weitere – kleinere – Löcher sind, hinten ist.

Die Gehäuseausführung ist ausgezeichnet, mechanische Nacharbeiten sind nicht erforderlich.

Zu bemängeln an der Uhr ist noch folgendes: Als Antennenbuchse wird eine Cinchbuchse verwendet, ich habe sie gegen eine BNC-Buchse ausgetauscht. Dann fehlt m. E. ein Feldstärkeinstrument – wie will man sonst exakt die Antenne ausrichten? Ich habe den besagten Emitter von T 2 der Empfängerplatine an eine weitere BNC-Buchse geführt. Ein hier angeschlossenes Oszilloskop gibt die nötige Information.

Auch sollten die Anzeigen für Zeit und Datum in der Größe unterschiedlich sein; Zeit groß, Datum kleiner. Irgendwann möchte ich mir ein größeres Uhrdisplay zusätzlich anschließen, leider geht das nur für die Stunden und Minuten problemlos.

Ein größerer Mangel einer solchen Uhr ist aber, daß sie nicht mehr funktioniert, wenn der Sender in Mainflingen abgeschaltet ist. In solchem Falle sollte zumindest die Zeit weiterlaufen.

Ein Wecksignal konnte ich dem Gerät bis heute noch nicht entlocken. Doch auch dieser Fehler muß zu beheben sein, obwohl ich diese Funktion eigentlich nicht brauche.

Trotzdem ist diese Uhr ein Wunder der Technik in einem sehr ansprechenden Gehäuse, das immer wieder großes Erstaunen hervorruft und auch bei 600 km Entfernung vom Sender DCF 77 gut und störungsfrei funktioniert. Insbesondere das funktionell schöne und professionelle Aussehen – trotz Selbstbau – fällt angenehm auf. Hier wird eine von kaum einem anderen Bausatzanbieter gelieferte Perfektion geboten. Die Uhr wird ein bißchen warm, das, hoffe ich, wird sich aber ein bißchen ändern, wenn die besagten Transistoren nicht mehr so sehr als Vorwiderstände funktionieren...

Bernhard Krieg

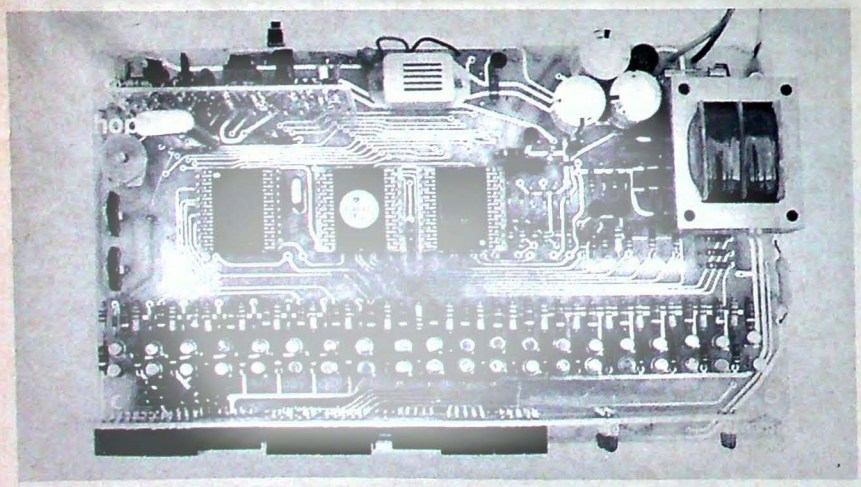


Bild 5. Und so sieht die fast vollständig bestückte Uhr aus. Unten die Anzeigeplatine, links oben die Empfängerplatine, darüber die Schalterplatine. Die Drucktastenplatine fehlt noch rechts unten

Scheibenwischer-Intervallschaltungen haben heute bereits eine weite Verbreitung gefunden, da sie bei geringem Regen oder Nebel große Vorteile bieten. Die nachfolgende Bauanleitung zeigt, wie sich eine solche Schaltung mit der Scheibenwaschanlage kombinieren läßt: Nach jeder Betätigung der Waschpumpe schaltet sich der Wischer kurz ein.

Martin Weitzel

Scheibenwischer-Intervallschaltung mit Waschautomatik

Schaltungsvorschläge für elektronische Intervallschalter finden sich heute fast in jedem Bastelbuch. Auch „Wisch-Wasch-Steuerungen" wurden schon elektronisch realisiert. Um die Besonderheiten des hier vorgestellten Gerätes zu erläutern, soll kurz die Problemstellung angegeben werden, aus der heraus die Entwicklung erfolgte.

Die Vorteile eines Scheibenwischer-Intervallbetriebes bei geringem Regen oder Nebel sind hinreichend bekannt. In vielen (auch Mittelklasse-) Autos funktioniert die Scheibenwaschanlage noch mit der „Gummiballpumpe". Eine elektrische Waschpumpe ist dagegen unbestreitbar wirkungsvoller. Eine automatische Scheibenwischereinschaltung nach der Wascherbetätigung ist sinnvoll und erhöht die Verkehrssicherheit. Allerdings muß die Einschaltdauer des Scheibenwischers hierbei deutlich länger sein als die Wischzyklen im Intervallbetrieb.

In manchen Situationen ist ein „Scheibenwischerkurzbetrieb" (ein bis zwei Zyklen ohne Waschaktion) wünschenswert, der manuell ausgelöst werden kann, z. B. wenn ein überholendes Fahrzeug die Frontscheibe verschmutzt und dem Fahrer plötzlich die Sicht genommen wird. Das gilt vor allem für einige Wagentypen, bei denen der Scheibenwischerschalter, insbesondere mit angelegtem Sicherheitsgurt, nur schwer zu erreichen ist. (Bei 80 km/h bedeuten 1,5 s ohne Sicht schon 33 m „blind" gefahrene Strecke.)

Für die Scheibenwaschanlage und den Scheibenwischerkurzbetrieb soll ein gemeinsamer Taster verwendet werden. Dieser läßt sich meist relativ einfach im unmittelbaren Zugriffsbereich des Fahrers unterbringen (z. B. am Blinkerhebel). Praktisch bewährt hat sich hierbei eine leichte Verzögerung (etwa 0,3 s) der Waschaktion und Auslösung der Wischaktion beim Loslassen des Betätigungstasters, d. h.: kurzes Antippen – Scheibenwischerkurzbetrieb; längere Betätigung – Scheibenwaschen mit nachfolgendem Wischerbetrieb; die erforderliche Verlängerung der Scheibenwischereinschaltdauer gegenüber dem „Kurzbetrieb" oder dem „Intervallbetrieb" (s.o.) wird auf elektronischem Weg erreicht.

Das Blockschaltbild (*Bild 1*) veranschaulicht nochmals die Wirkungsweise des Gerätes.

Die Schaltung

Unter dem Gesichtspunkt eines möglichst geringen Aufwandes und einer hohen Nachbausicherheit spricht vieles für die Verwendung integrierter Schaltungen. Im vorliegenden Gerät wurde der Baustein CD 4093 B eingesetzt. Dieser ist nicht nur preiswert und leicht beschaffbar, die CMOS-Technik bietet auch noch andere Vorteile: weiter Temperaturbereich, große Störsicherheit (beides ist wichtig in der Kfz-Elektronik). Der hohe Eingangswiderstand erfordert nur geringe Kapazitäten in den Verzögerungs- und Multivibratorschaltungen. Die IS enthält vier NAND-Gatter mit je zwei Eingängen, die Schmitt-Trigger-Charakteristik haben.

Mit *Bild 2* soll zunächst das Prinzip eines mono-/astabilen Multivibrators aus Logikgattern veranschaulicht werden. Zur Erklärung des monostabilen Verhaltens dient der linke Teil des Impulsdiagramms (*Bild 3*). Ausgehend vom „stabilen" Zustand (I), charakterisiert durch $u_A = H$, gehe u_C (Triggerspannung) von H auf L (II). Dann wird $u_B = H$ und $u_A = L$. Dadurch zieht der noch ungeladene Kondensator C_r u_D nach L, so daß auch nach Verschwinden der Anregung (u_C wird wieder H, IIIa) der „metastabile" Zustand, charakterisiert durch $u_A = L$, erhalten bleibt. Die Spannung u_1 lädt über R_r nun C_r auf, die Spannung u_D steigt. Überschreitet u_D die Schwellenspannung des NAND-Einganges, so geht u_B nach L und u_A nach H. C_r behält im Umschaltmoment seine Spannung bei, so daß der LH-Sprung von u_A in voller Höhe auf u_D übertragen wird, wodurch der Umschaltvorgang unterstützt wird. Für die Dauer des metastabilen Zustandes ist neben R_r und C_r auch u_1 von entscheidender Bedeutung. Eine niedrigere Spannung u_1 bewirkt einen längeren metastabilen Zustand, da C_r langsamer aufgeladen wird (dies ist ebenfalls im Impulsdiagramm wiedergegeben, IIIb).

Die Anordnung in Bild 2 wird zum astabilen Multivibrator, wenn Schalter

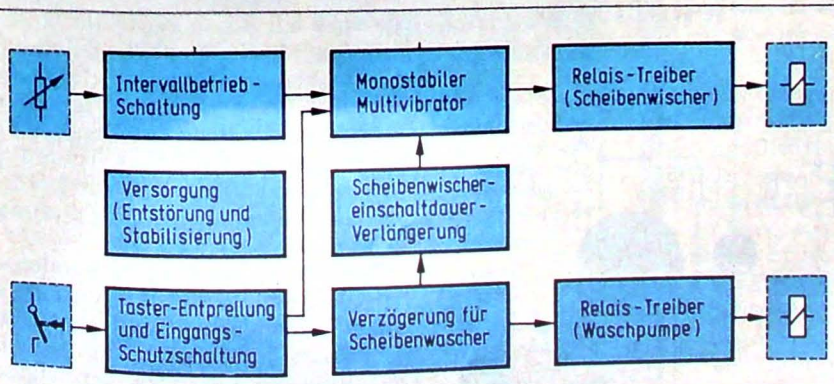
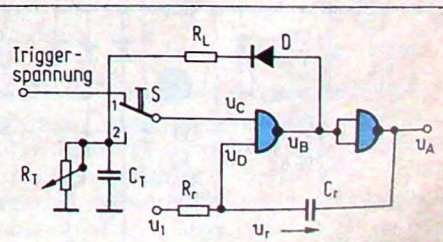


Bild 1. Blockschaltbild



Schalter S: Stellung 1 monostabiler Betrieb
Stellung 2 astabiler Betrieb

Bild 2. Prinzip des mono-/astabilen Multivibrators

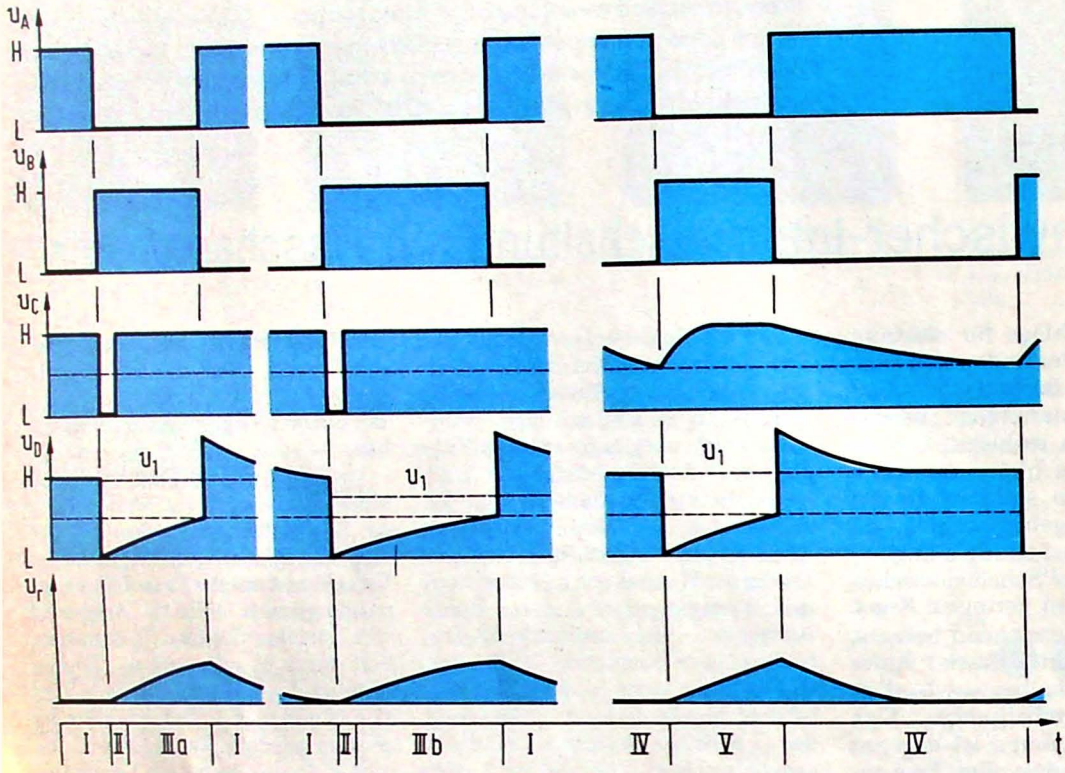


Bild 3. Impulsdiagramm zu der Schaltung nach Bild 2

S in Stellung 2 steht. Im Zustand $u_A = H$ sei C_T geladen (IV, im rechten Teil des Impulsdiagramms aus Bild 3) und entlädt sich über R_T. Unterschreitet u_C die Schwellenspannung, so geht u_A (wie oben beschrieben) nach L (V). Über D und R_L (der klein gegenüber R_T sein muß) wird C_T wieder nachgeladen, so daß nach Ablauf des Zustandes $u_A = L$ wieder die Anfangsbedingungen bestehen.

Die Gesamtschaltung

Nach diesen Erläuterungen wenden wir uns der Gesamtschaltung zu (Bild 4). Bei Betätigung des Tasters S 1 wird der Eingang von N 1 auf L gelegt. D 1, D 6, R 1, R 2 und C 1 bilden eine Schutzbeschaltung. Am Ausgang von N 1 steht dann ein „entstörtes" H-Signal zur Verfügung. Dieses wird direkt und zusätzlich über R 3 und C 2 auf die Eingänge von N 2 gegeben. Mit einer von R 3 und C 2 abhängigen Verzögerung geht der Ausgang von N 2 nach L und schaltet über eine Treiberstufe (T 1, T 2) das Waschrelais ein. Beim Loslassen von S 1 geht auch der Ausgang von N 1 auf L und schaltet über die direkte Verbindung zu N 2 sofort das Waschrelais ab (d. h. die Waschpumpe wird zwar mit Verzögerung eingeschaltet, aber ohne Verzögerung abgeschaltet).

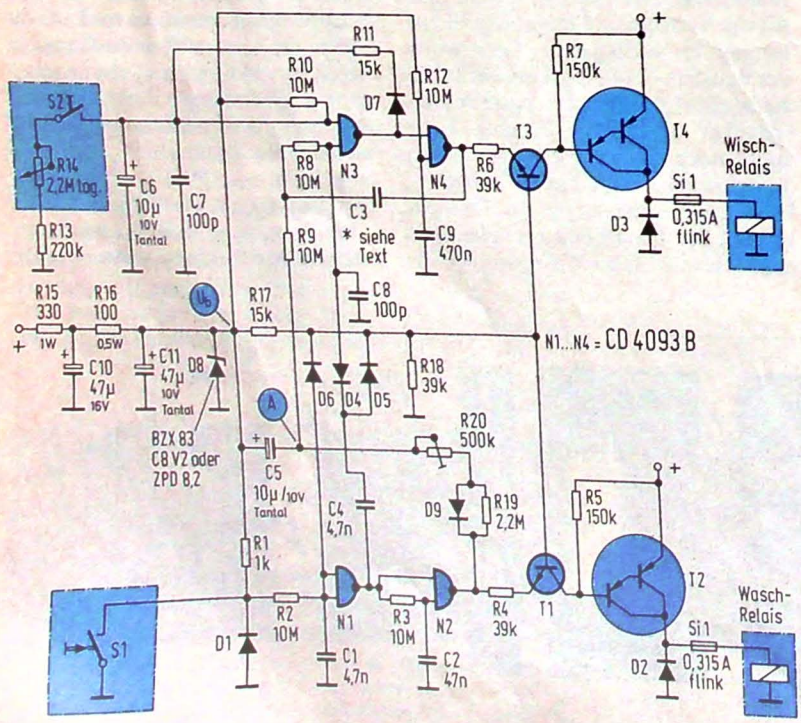


Bild 4. Gesamtschaltbild der Steuerung

Die Gatter N 3 und N 4 bilden einen mono-/astabilen Multivibrator. Der Ausgang von N 2 steuert im L-Zustand über eine Treiberstufe (T 3, T 4) das Wischrelais an. Der monostabile Multivibrator wird durch die negativen Impulsflanken vom Ausgang des Gatters N 1 über C 4 und D 4 getriggert (die Triggerung erfolgt gegenüber Bild 2 am anderen NAND-Eingang). Ist S 2 geschlossen, so arbeiten N 1 und N 2 im astabilen Betrieb (Intervallsteuerung).

Für die Dauer des L-Zustandes am Ausgang von N 4 ist die Spannung am Punkt A maßgebend. Im Ruhezustand ist C 5 über R 19 und R 20 entladen. Die Spannung an A ist also identisch mit U_b. Beim Waschbetrieb wird C 5 über D 9 und R 20 aufgeladen, die Spannung

Ing. (grad.)
Peter von Bechen

Der hier beschriebene Impulsgenerator ist so ausgelegt, daß er bei vielen Meßaufgaben im Labor eingesetzt werden kann. Das Gerät hat einen kurzschlußfesten 50-Ω-Ausgang mit maximal 10 V Leerlaufamplitude und TTL-kompatible Steuereingänge. Die Periodendauer läßt sich zwischen 1 µs und 1 s, die Pulsdauer zwischen 0,1 µs und 0,1 s einstellen, wobei ein Tastverhältnis von mehr als 1 durch eine LED angezeigt wird.

Impulsgenerator mit TTL-Schaltungen

Mit einer Taste kann ein Einzelimpuls ausgelöst werden. Für den Ausgang sind die Betriebsarten NICHTINVERTIERT, INVERTIERT, RECHTECK möglich. Ungefähr 100 ns vor Beginn des Ausgangsimpulses kann am PREPULSE-Ausgang ein Impuls entnommen werden, der z. B. die Triggerung eines Oszilloskops auslöst.

Der Funktionsablauf

Im *Bild 1* ist der Zusammenhang zwischen den einzelnen Funktionsblöcken dargestellt. Der Periodendauergenerator erzeugt Impulse, deren zeitlicher Abstand von der gewählten Periodendauer bestimmt wird. Das Tastverhältnis beträgt am Ausgang dieser Stufe 0,5, unabhängig von der eingestellten Frequenz. Die Triggerimpulse werden ebenfalls hier erzeugt.

Die im Periodendauergenerator erzeugten Impulse gelangen zur Pulsdauerstufe, wenn der Betriebsartumschalter in der Stellung „Pulsgenerator" steht. Dort werden Impulse einstellbarer Dauer erzeugt. In der Schalterstellung „Extern" werden diese Impulse von einem außen anliegenden Steuersignal ausgelöst, bei „Single Shot" wird durch Tastendruck ein Einzelpuls erzeugt. Ein weiterer Steuereingang („Gate") erlaubt das Sperren der Impulsauslösung durch ein äußeres Signal.

Die Tastverhältnis-Überwachung prüft, ob zu Beginn einer neuen Impulsauslösung noch der vorhergehende Impuls läuft und zeigt dies mit einer LED an.

Es stehen drei mögliche Ausgangssignale zur Verfügung: Rechteck aus der Teilerstufe, nichtinvertiertes Signal und invertiertes Signal, beide aus der Pulsdauer-Monoflopstufe. Das jeweils auf die Ausgangsverstärkerstufe geschaltete Signal wird dort auf einen einstellbaren Pegel bei definiertem Innenwiderstand umgesetzt.

Die Schaltung

Die Gesamtschaltung zeigt *Bild 2*. Aber sehen wir uns doch die einzelnen Funktionsblöcke einmal etwas näher an:

Der Periodendauergenerator

Die Schaltung dieser Stufe basiert auf der in [1] angegebenen Oszillatorschaltung. Die monostabile Kippstufe U1A wird nach Ablauf der durch die RC-Beschaltung vorgegebenen Zeit durch die aufsteigende Flanke am $\overline{Q}$-Ausgang erneut getriggert. Die Impulsdauer wird periodisch wiederholt, nur unterbrochen von einem sehr kurzen Impuls, dessen Länge von der Ansprechzeit der Kippstufe bestimmt wird (einige ns). Die Wiederholrate läßt sich durch Umschaltung der zeitbestimmenden Kondensatoren (C 1...6) und kontinuierliches Verstellen des Potentiometers P 1 wählen. Die Dimensionierung der Bauelemente ist so, daß sich die Bereiche am langsameren Ende überlappen.

Die am Umschalter angegebenen Zeiten sind doppelt so lang wie die tatsächlichen Periodendauern des Generators, da dieser auf der doppelten Wiederholfrequenz schwingt.

Der kurze Ausgangsimpuls der Oszillatorstufe triggert die zweite Monoflopstufe U1B, die einen 100-ns-Impuls erzeugt. Mit der Rückflanke eines jeden dieser Impulse wird das JK-Flipflop U2A umgeschaltet, d. h. man erhält an den Ausgängen ein Tastverhältnis von 0,5 unabhängig von der Periodendauer, allerdings mit halber Wiederholrate. Aus diesem Grunde schwingt der Oszillator auf der doppelten Pulsfrequenz.

Mit einer UND-Verknüpfung wird jeder zweite Ausgangsimpuls aus U1B ausgeblendet. Durch Umschaltung (S4C) wird abhängig von der Betriebsart jeweils der Impuls auf den Triggerausgang geschaltet, der vor dem Ausgangsimpuls liegt. Dieser Ausgang ist mit offenem Kollektor, damit er nicht durch versehentliches Kurzschließen nach Masse beschädigt werden kann.

Das Pulsdauer-Monoflop

Das am Ausgang von U2A anstehende Signal kann direkt auf die Endstufe geschaltet werden, wenn ein symmetrisches Rechtecksignal (Tast-

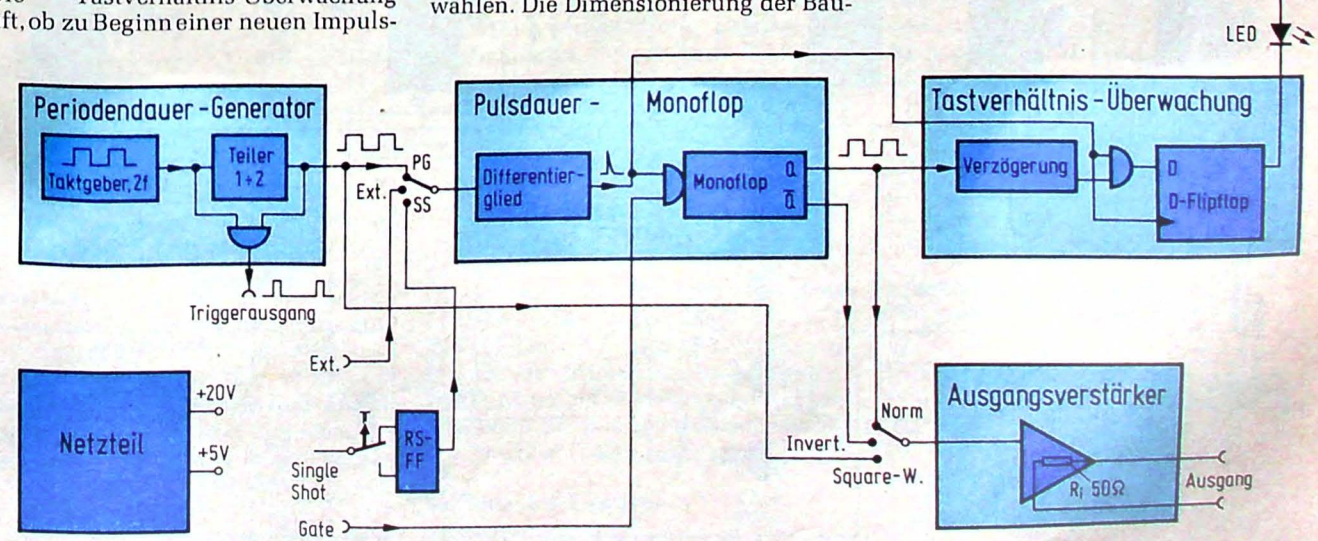


Bild 1. Blockschaltbild des Pulsgenerators

verhältnis 0,5) erzeugt werden soll. Werden andere Tastverhältnisse benötigt, wird der Impuls im Monoflop U3 erzeugt. Damit Tastverhältnisse bis 1 möglich sind, muß für U3 ein retriggerbarer Typ verwendet werden (SN74122).

Das Monoflop benötigt nur einen kurzen Triggerimpuls, der durch Differenzierung der Vorderflanke an C8/R6 erzeugt wird. Der negative Impuls, der bei der Rückflanke entsteht, wird mit D2 abgeschnitten.

Die zeitbestimmenden Bauelemente (C 9...14, P 2) sind so bemessen, daß Impulse von 0,1 µs bis 0,1 s Dauer eingestellt werden können. Das Monoflop U3 kann nicht nur vom internen Periodendauergenerator getriggert werden, sondern auch umschaltbar (S3A) entweder durch ein externes Triggersignal oder mit der Taste „Single Shot". Der Externeingang ist TTL-kompatibel und löst mit der Rückflanke einen Impuls aus. Wenn die Auslösung mit der Vorderflanke gewünscht wird, muß das Signal hinter U6A noch invertiert werden (in U6 ist noch ein Inverter frei). Der Gate-Eingang sperrt die Triggerung des Monoflops U3, wenn ein TTL-kompatibles Low-Signal anliegt.

Die Tastverhältnis-Überwachung

Um den Benutzer des Pulsgenerators darauf aufmerksam zu machen, daß der Ausgangsimpuls ein Tastverhältnis > 1 aufweist, d. h., daß die Pulsdauer länger als die Periodendauer ist, wurde eine Überwachungseinrichtung vorgesehen. Mit einem Nand-Gatter (U 5) wird festgestellt, ob der Ausgangsimpuls von U 3 und der Taktimpuls gleichzeitig auftreten. Der Taktimpuls ist ungefähr 15 ns lang; der Ausgangsimpuls von U 3 muß deshalb noch etwas (10 ns) verzögert werden, damit die Koinzidenz nicht schon mit dem auslösenden Triggerimpuls, sondern erst mit dem nächstfolgenden auftritt (wenn der Ausgangsimpuls dann noch ansteht). Das als D-Flipflop geschaltete JK-Flipflop U 2 B speichert das Ergebnis der Abfrage für die nächste Taktperiode. An dessen Ausgang zeigt über das Gatter U4C eine LED den Zustand an. Der zweite Eingang dieses Gatters gibt die Anzeige nur in der Betriebsart Pulsgenerator frei, weil sich in anderen Betriebsarten undefinierte Anzeigezustände ergeben können.

Der Ausgangsverstärker

Der Ausgang des Impulsgenerators sollte folgende Eigenschaften aufweisen: kurze Anstiegs- und Abfallzeiten, Unempfindlichkeit gegen Kurzschluß und Einspeisung von außen, definierte Ausgangsimpedanz von 50 Ω, kontinuierlich einstellbare Amplitude von 0...10 V (Leerlauf). Diesen Anforderungen wird diese Schaltung trotz des relativ geringen Aufwandes gerecht. T 2 arbeitet als geschaltete Konstantstromquelle; durch ungesättigten Betrieb werden kleine Schaltzeiten erreicht. Auf R 16 wird ein Strom von maximal 200 mA geschaltet. Der Treiber U6E schaltet mit seinem Open-Kollektor-Ausgang den Basis-Spannungsteiler

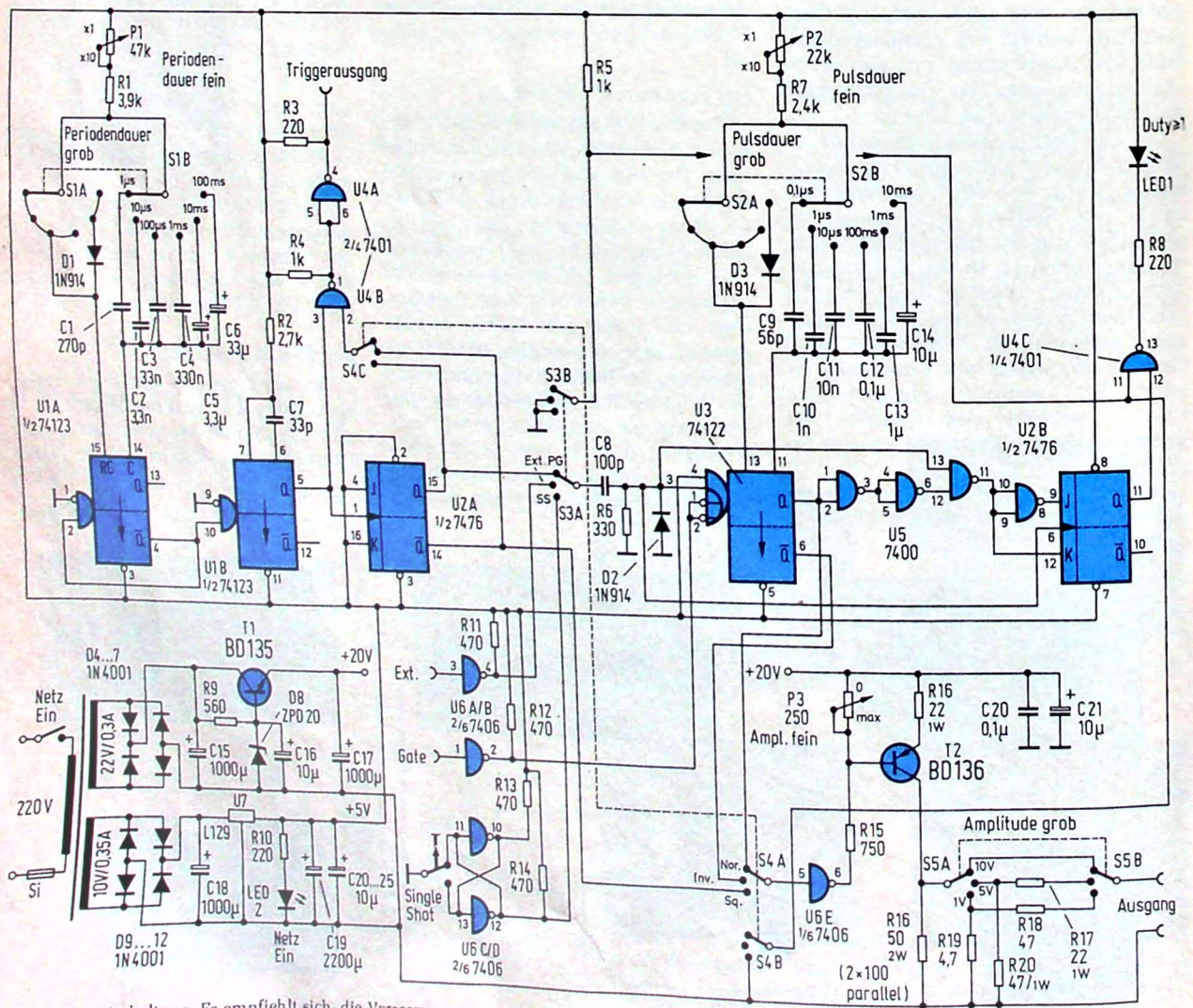


Bild 2. Gesamtschaltung. Es empfiehlt sich, die Versorgungsspannungsanschlüsse jeder IS noch mit einem 1-µF-Tantal-Elko abzublocken

nach Masse und ermöglicht TTL-Ansteuerung. Weil die Konstantstromquelle einen (theoretisch) unendlich hohen Innenwiderstand hat, ist an der Ausgangsbuchse nur R 16 wirksam. Der umschaltbare Ausgangsabschwächer ist so bemessen, daß er zur Ausgangsbuchse hin einen konstanten Innenwiderstand hat.

T 2 muß ausreichend gekühlt werden, damit auch bei Kurzschluß oder Einspeisung einer negativen Spannung die auftretende Verlustleistung keine unzulässig hohe Sperrschichttemperatur erzeugt. Die Höhe der maximalen Fremdspannung am Ausgang hängt von der maximalen Verlustleistung und Spannungsfestigkeit des Transistors T 2 ab.

Das Stromversorgungsteil

Das Netzteil stellt die benötigten Betriebsspannungen zur Verfügung. Die TTL-Schaltungen werden durch einen integrierten Spannungsregler versorgt. Zur Unterdrückung von Störungen ist in der Nähe einer jeden IS ein 10-µF-Tantal-Elko vorzusehen. Der Ausgangsverstärker benötigt 20 V; diese werden durch einfache Serienstabilisierung mit D 8 und T 1 erzeugt. Auf gute Siebung ist zu achten, damit das Ausgangssignal nicht durch Netzbrumm gestört wird.

Aufbau und Anwendung

Das Gerät muß in ein stabiles Metallgehäuse eingebaut werden. Das Mustergerät ist in einem kompakten Aluminiumgehäuse von etwa 200 mm x 85 mm x 150 mm untergebracht (Typ Amtron 3008/30). Als Kühlfläche für T 1, T 2 und U 7 wird die Rückwand benutzt. Alle Ein- und Ausgänge sind mit BNC-Buchsen ausgeführt. Als Bauelemente-Träger diente eine Lochrasterplatte.

Die Generatorendstufe ist geeignet, logische Schaltungen in TTL-CMOS- oder ähnlichen Technologien zu betreiben. Die definierte Ausgangsimpedanz von 50 Ω erlaubt den reflexionsfreien Anschluß von 50-Ω-Koaxkabeln, die am Ende mit dem Wellenwiderstand abgeschlossen sind.

Der Triggerausgang triggert normalerweise ein Oszilloskop. Wird auf die positive Flanke getriggert, startet die Strahlablenkung ungefähr 100 ns vor Beginn des Ausgangsimpulses, bei der negativen Flanke unmittelbar bei Beginn des Ausgangsimpulses.

Eine Überlagerung des Ausgangssignals mit einer Gleichspannung („Base Line Shift") ist leicht möglich, wenn man eine weitere, eventuell einstellbare, Konstantstromquelle vorsieht, mit der ein Gleichstrom in R 16 geleitet wird.

Literatur

[1] Texas Instruments, TTL-Kochbuch, Ausgabe 1972, Seite 109.

Die nachfolgende Bauanleitung wendet sich hauptsächlich an diejenigen Leser, die das Digitalthermometer aus FUNKSCHAU 1976, 16/17, als Außen- oder Innenthermometer benutzen. Die nachstehende Schaltung ermöglicht die Speicherung von positiven oder negativen Maximalwerten.

Hartmut Müller

Maximum-Speicher für Digitalthermometer

Funktionsweise

Kernstück des Speichers ist der Komparator 7485 (FLH 431), der zwei 4-Bit-Zahlen miteinander vergleicht und die logischen Funktionen A>B, A=B und A<B ausgibt. So erkennt man auch gleich, daß es nur von dem Komparator abhängt, ob Maxima oder Minima abgespeichert werden sollen. Das in *Bild 1* dargestellte Flußdiagramm zeigt die Arbeitsweise des Speichers.

Die Schaltung

In der eigentlichen Schaltung liegt an den Eingängen von IS 1 (Einerstelle) und IS 6 (Zehnerstelle) immer die aktuelle Information, während der Komparator IS 2 und IS 7 dauernd die gespeicherte mit der Eingangs-Information vergleicht. Der Komparator IS 7 gibt unabhängig von negativer oder positiver Temperatur immer eine der logischen Aussagen A>B, A=B, A<B aus.

In einer Addierstufe (IS 9, IS 10) und einem Dioden-Und-Gatter werden fünf Signale zur Bildung des Speicherimpulses T herangezogen. Die Signale setzen sich, wie aus *Bild 2* ersichtlich, aus dem Taktimpuls Tr 1, dem durch IS 11 a verlängerten Taktimpuls Tr 1, dem „Minusimpuls" Q 6 a, dem Komparatorentscheid A=B oder A>B und dem H-Impuls von IS 11 b am Ausgang Q zusammen. Diese Impulsanzahl war nötig, um eine eindeutige Bestimmung der gewünschten Speicheradresse zu erhalten.

Der Zweck des letzten Impulses (von IS 11 b) besteht darin, daß Störimpulse, die das Thermometer fälschlicherweise negative Temperaturen anzeigen lassen (Q 6 a des Digitalthermometers auf H-Pegel), ohne Bedeutung bleiben. Der Minusimpuls steuert eine Zählkette, bestehend aus 2 x 7493 und 1/2 x 7473, und gibt nach 256 Minusimpulsen das Tor c frei. Gleichzeitig wird über Tor d ein Weiterzählen verhindert.

Der Schalter S 1 gibt über eine UND-ODER-Kombination IS 3, 4, 5 und IS 8, 9 entweder das Eingangs- oder das gespeicherte Signal auf die Anzeige des Digitalthermometers. Dabei leuchtet in Schalterstellung „Speicher" die LED D 4 auf. Über D 5 wird gleichzeitig der Impuls zur Minusanzeige geschaltet. Punkt M ist auf der Platine des Thermometers mit dem gemeinsamen Punkt von D 3 und D 4 zu verbinden.

Aufbau des Gerätes

Um den Speicher mit dem Thermometer zu verbinden, ist es notwendig, auf der Thermometerplatine die Leiterbahnen direkt hinter den Zählerausgängen zu unterbrechen; dies geht recht gut mit einer Rasierklinge. Die Beschaltung geschieht nach *Tabelle 2*. Beim eigenen Herstellen der Platine aus FUNKSCHAU 1976, Heft 16/17, kann man noch zusätzlich Lötpunkte einzeichnen.

Wie schon zu Beginn gesagt wurde, kann der Speicher auch positive Maxima und Minima speichern. *Tabelle 3* stellt den Gebrauchsbereich des Speichers dar. Man erkennt, daß der prak-

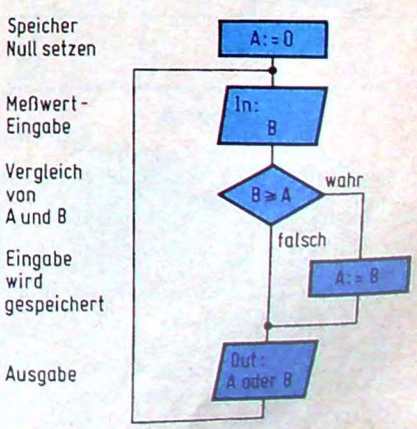


Bild 1. Flußdiagramm des Maximum-Speichers

tisch sinnvolle Bereich der erste ist. Somit sei nur eine Anregung für den Umbau als Minimumspeicher gegeben.

Dazu wären zuerst einmal die Speicherinhalte auf die größte Zahl zu setzen, also alle Speicherausgänge müßten H-Pegel haben. Dann müßte noch der Komparatorentscheid auf A>B geändert werden. Um beide Speichersysteme in einer Schaltung unterzubringen, bedürfte es noch weiterer zwei Speicher(IS 7475 und einer anderen Steuerlogik.

Um den Speicher noch als positiven Maximalwertspeicher zu gebrauchen, werden S 3 und R 7 (im Schaltbild gestrichelt gezeichnet) benötigt. Die Verbindung des Ausganges Q von IS 11 b mit dem Eingang von IS 10 (Tor c) wird mit S 3 unterbrochen. Es geht hierbei darum, den Minusimpuls für den Speichervorgang zu beseitigen.

Um den Speicherplatz auf den gewünschten Meßfühler zu setzen, muß während des gewünschten Anzeigezyklus S 2 betätigt werden.

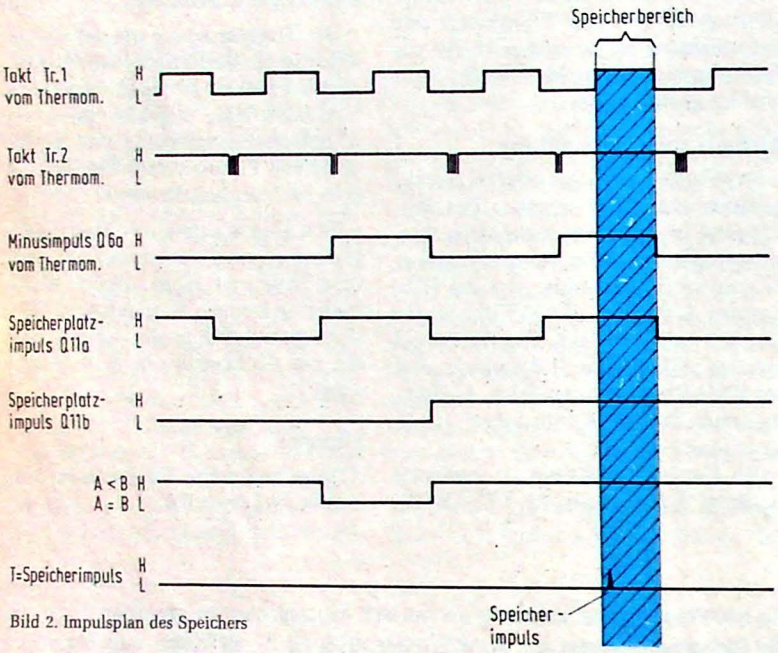


Bild 2. Impulsplan des Speichers

Tabelle 1: Stückliste

IS 1	7475	IS 8	7408
IS 2	7485	IS 9	7432
IS 3	7408	IS 10	7408
IS 4	7408	IS 11	7473
IS 5	7432	IS 12	7493
IS 6	7475	IS 13	7493
IS 7	7485		

D 3, D 4, D 6 beliebige LEDs,
S 1, 3 z. B.: Typ MS – 244
S 2, S 3 z. B.:Typ MS – 245

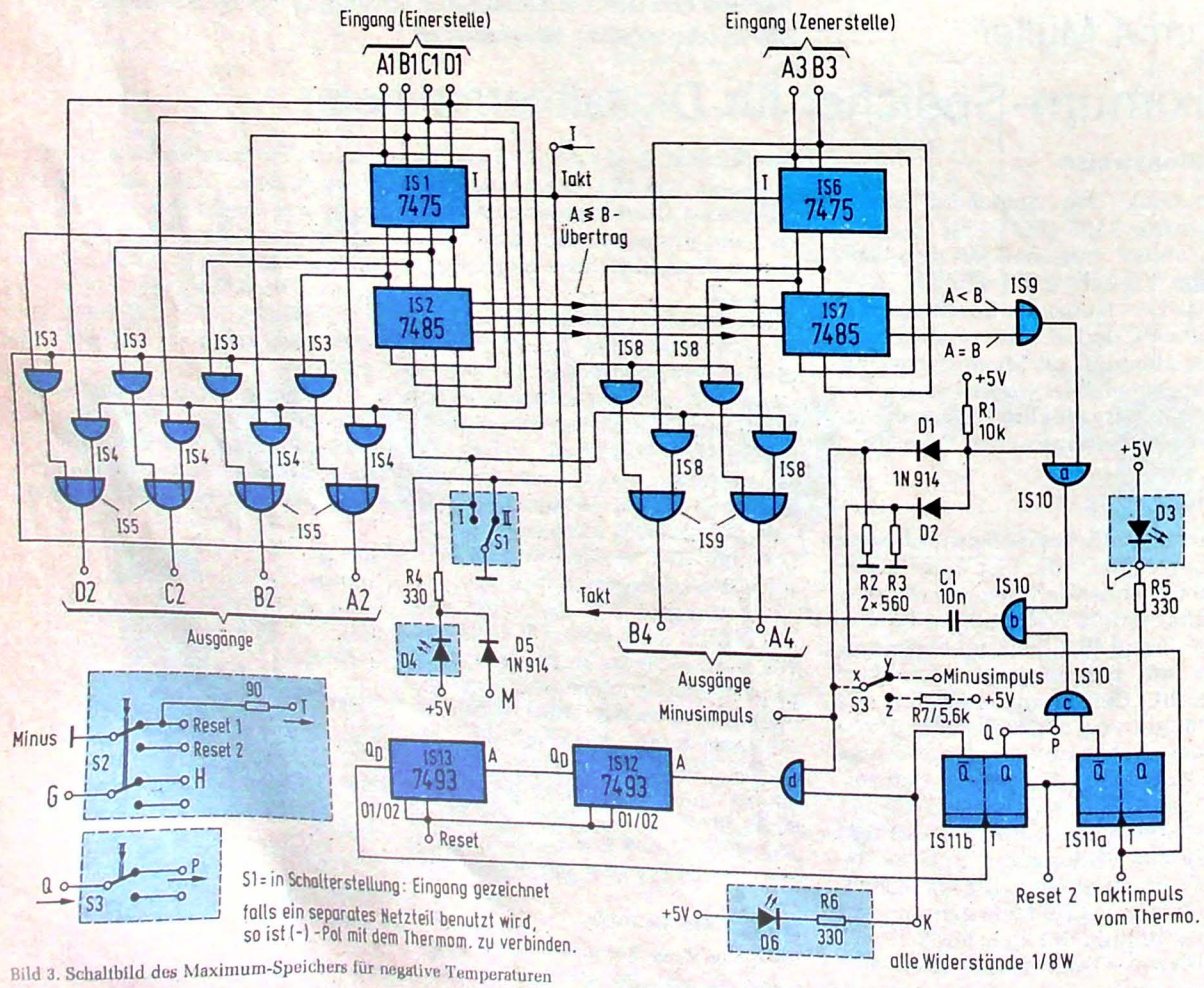


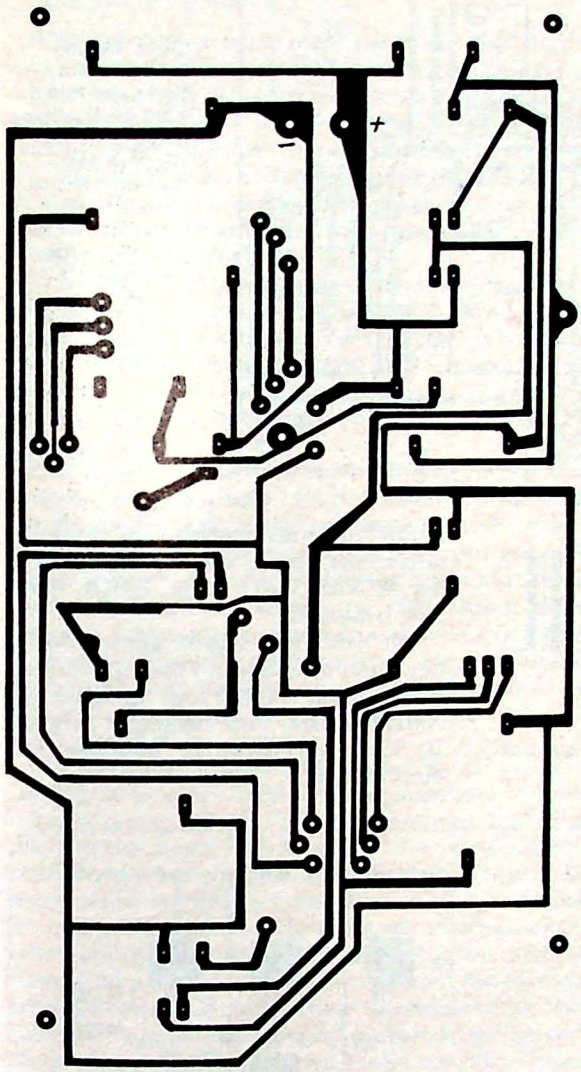
Bild 3. Schaltbild des Maximum-Speichers für negative Temperaturen

Einbau in ein Gehäuse

Die Thermometerplatine wird mit 4 Distanzhülsen (15 mm lang) mit der Speicherplatine verschraubt, und diese dann mit 3...4 weiteren Distanzhülsen auf dem Boden z. B. eines Teko-P-3-Gehäuses befestigt. Auf die genaue Platzierung der Platinen soll nicht näher eingegangen werden, da dies auch davon abhängt, wo die Leuchtdioden und Schalter an der Frontplatte befestigt werden. Die Gestaltung der Frontplatte möge dem Leser selbst überlassen sein.

Netzteil

Wie schon aus dem Zusammenbau zu erkennen war, ist das Netzteil getrennt gehalten. Ein Grund dafür ist der



◄ Bild 4. Leiterbahnen auf der Oberseite der doppelseitig kaschierten Platine

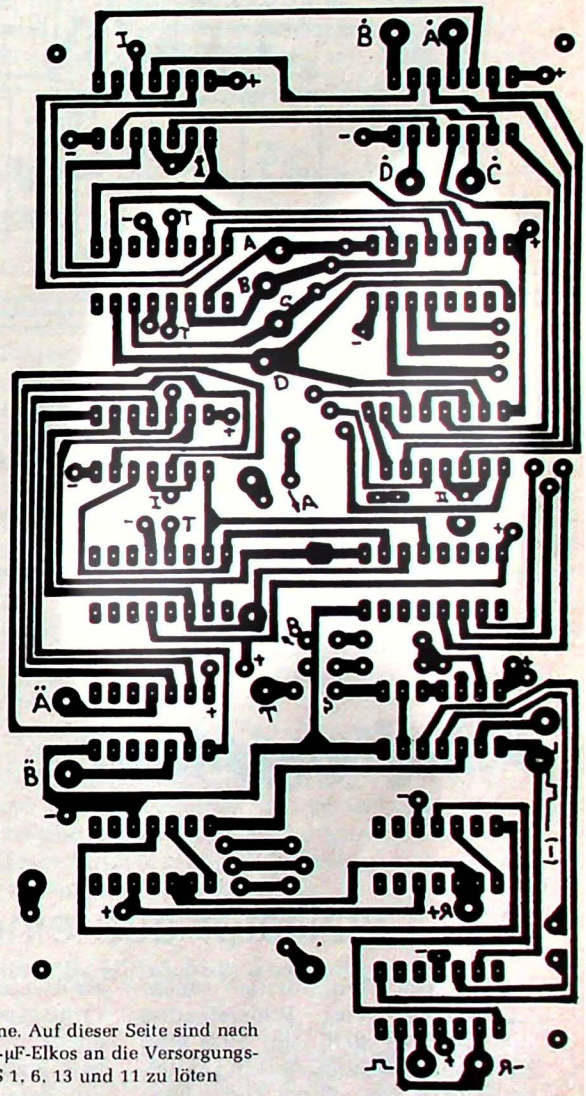


Bild 5. ►
Lötseite der Platine. Auf dieser Seite sind nach dem Bestücken 1-µF-Elkos an die Versorgungsanschlüsse von IS 1, 6, 13 und 11 zu löten

Tabelle 2 Verbindung des Digitalthermometers mit dem Speicher

Digitalthermometer	Speicher
IS 3 Ausgang A Pin 12	IS 1 Eingang A1
IS 3 Ausgang B Pin 9	IS 1 Eingang B1
IS 3 Ausgang C Pin 8	IS 1 Eingang C1
IS 3 Ausgang D Pin 11	IS 1 Eingang D1
IS 4 Ausgang B Pin 9	IS 6 Eingang A3
IS 4 Ausgang C Pin 8	IS 6 Eingang B3

unterbrochener Leiterbahnabgang von:...

...Digitalthermometer	nach Speicher...
IS 3 Ausgang A	IS 5 Ausgang A A2
IS 3 Ausgang B	IS 5 Ausgang B B2
IS 3 Ausgang C	IS 5 Ausgang C C2
IS 3 Ausgang D	IS 5 Ausgang D D2
IS 4 Ausgang B	IS 9 Ausgang A A4
IS 4 Ausgang C	IS 9 Ausgang B D4

Auf der Thermometerplatine wird zwischen SN 7493 PIN 2/3 und SN 7401 PIN 4 die Leiterbahn in der Nähe von SN 7493 unterbrochen und mit S 2 des Speichers an Punkt G und H verbunden.

Tabelle 3: Speicher-Arbeitsweise

Arbeitswahl des Speichers...	Der Speicher speichert...
...in Stellung max. Minus-Temp.	...die tiefste Temp. unter 0 °C
...in Stellung max. Plus-Temp.	...die höchste Temp. über 0 °C
...in Stellung min. Minus-Temp.	...die Temp., die 0 °C von der Minusseite am nächsten kommt.
...in Stellung min. Plus-Temp.	...die Temp., die 0 °C von der Plusseite am nächsten kommt.

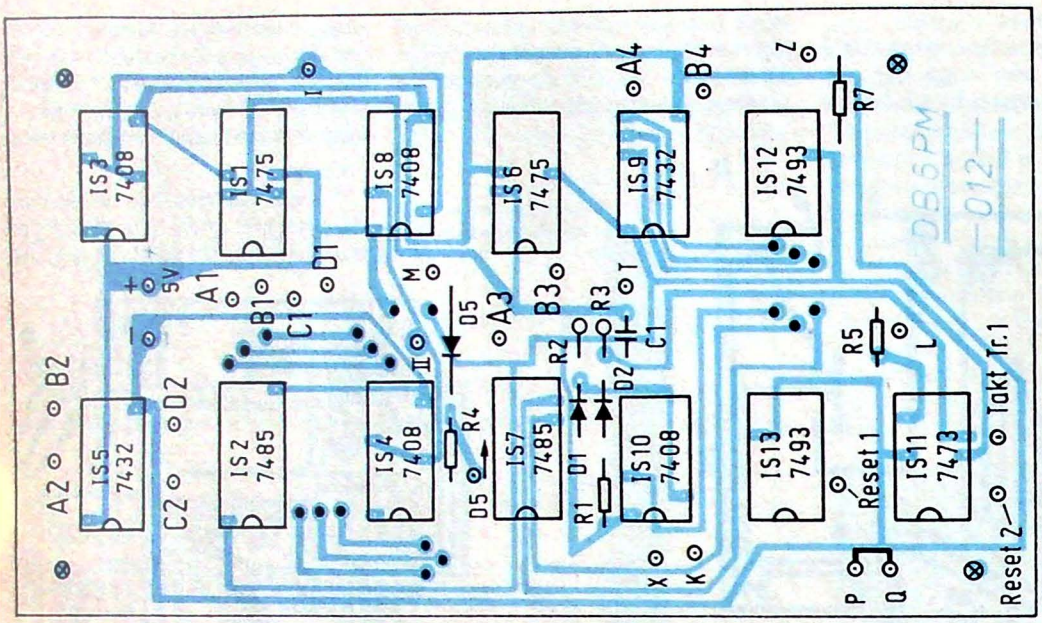


Bild 6. Bestükkungsplan zu Bild 4 und Bild 5. Wird die Schaltung als positiver und negativer Maximalwert-Speicher benutzt, so ist Punkt X nicht mit dem Minus-Impuls, sondern mit S 3 zu verbinden; auch die Verbindung P-Q wird durch S 3 ersetzt

Raummangel. Für den Speicher wird ein eigenes 5-V-Netzteil benutzt, um die Stabilität des Thermometer-Netzteiles nicht zu gefährden. Bevor man aber ein separates Netzteil baut, belaste man zuvor zusätzlich die 5-V-Spannung des Thermometers mit 0,4 A. Stellt man keine Veränderung der Temperaturanzeige fest, so kann man den Speicher auch an die Stromversorgung des Digitalthermometers anschließen. Andernfalls kann man z. B. das 5-V-Netzteil aus der FUNKSCHAU 1973, Heft 9, Seite 338, benutzen.

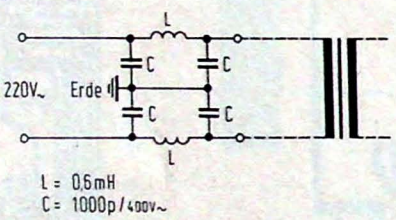


Bild 7. Symmetrisches Pi-Filter zur Unterdrükkung von Netzstörungen

Vor den Trafo wurde gemäß *Bild 7* ein symmetrisches π-Filter geschaltet. Dieses Filter schützt den Speicher vor Netzimpulsen. Wie Versuche zeigten, ist IS 11 auf derartige Impulse sehr empfindlich.

Schaltungskniff

FSK-Oszillator aus einem 4016

Aus zwei Trimmpotis, einem Kondensator, vier Widerständen und einer IS 4016 läßt sich eine Schaltung aufbauen, die ein Digitalsignal (z. B. von einem Fernschreiber) in ein FSK (Frequency Shift Keying)-Signal umformt, um es z. B. über Funk zu übertragen oder auf einem Kassettenrecorder aufzuzeichnen. Dabei werden normalerweise die beiden Frequenzen 1275 Hz (log. 0) und 2125 Hz (log. 1) verwendet, jedenfalls soweit die Übertragung per Funk erfolgt (RTTY).

Bild 1 zeigt die recht einfache Schaltung des FSK-Oszillators. Von den vier Schaltern im 4016 wird nur einer wirklich als solcher benutzt; die übrigen sind als Inverter geschaltet, zwei als Oszillator, einer als Ausgangsbuffer. Mit den beiden Trimmpotis lassen sich Grundfrequenz und Frequenzshift einstellen; es ist empfehlenswert, Wendel- bzw. Spindelausführungen zu wählen. Als Kondensator sollte ein Styroflextyp Verwendung finden, um eine gute Temperaturstabilität zu gewährleisten.

Wie aus *Bild 2* ersichtlich ist, kann ein CMOS-Schalter mit nur einem zusätzlichen Widerstand in einen nichtinvertierenden Buffer (a) oder einen Inverter (b) umgewandelt werden; in Bild 1 wurde nur die letztere Möglichkeit verwendet. Auf diese Weise lassen sich oft „übriggebliebene" Schalter eines 4016 noch anderweitig sinnvoll einsetzen.

Herwig Feichtinger

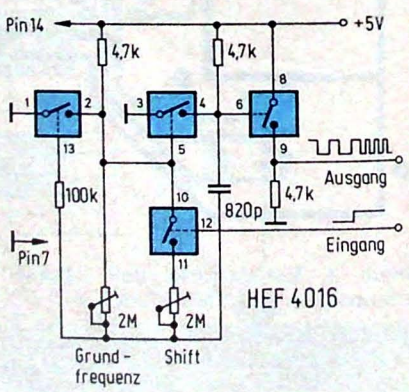


Bild 1. Von den vier CMOS-Schaltern einer IS 4016 werden hier drei als Inverter benutzt, der vierte dient zur Umschaltung des frequenzbestimmenden Widerstandes

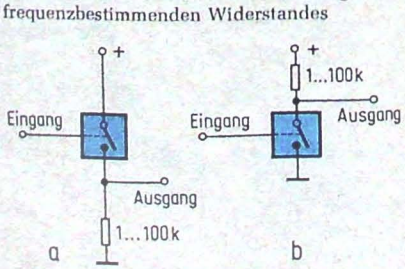


Bild 2. CMOS-Schalter lassen sich durch Hinzufügen eines einzigen Widerstandes auch als Buffer (a) oder Inverter (b) einsetzen

Ing. (grad.)
Peter von Bechen

MOS-Uhren-IS werden von verschiedenen Herstellern mit den unterschiedlichsten Zusatzfunktionen angeboten. Es ist ein nicht allzu teures Vergnügen, sich mit einer solchen IS eine Uhr zu bauen, obwohl komplette Bausätze für Einfach-Uhren schon für unter 50 DM zu haben sind. Hier soll nun gezeigt werden, wie durch zusätzliche Beschaltung eine Uhr entsteht, die außer der Zeitanzeige noch weitere Funktionen ausführt.

Digitaluhr mit MM 5316

Die Uhren-IS MM 5316

Bei diesem Typ handelt es sich um eine Uhrenschaltung mit vierstelliger Anzeige, Weckerschaltung und Kurzzeit-Timer bis 59 Minuten [1]. Die Anzeige kann in dem in Europa üblichen 24-Stunden-Format erfolgen, und der Takt kann dem 50-Hz-Netz entnommen werden. Die Ausgänge sind so ausgelegt, daß ohne zusätzliche Treiberschaltungen Vakuum-Fluoroeszenz-Anzeigen direkt angesteuert werden können.

Diese sehr hellen, grünleuchtenden Anzeigeelemente sind als Multidigitanordnung erhältlich und benötigen zum Betrieb eine nur geringe Leistung. Sie arbeiten nach dem gleichen Prinzip wie die grünleuchtenden Abstimmanzeigen, wie man sie in alten Röhrenradios findet. Ausführliche Angaben über Funktion und Betrieb von Fluoroeszenzanzeigen kann man den Herstellerunterlagen entnehmen [3].

Der Anschluß der Anzeige an den Uhrenausgang erfolgt parallel, d. h. nicht „gemultiplext"; für jedes Anzeigesegment ist ein Ausgang vorhanden. Die Folge davon ist, daß die Segmente sehr hell leuchten; sie sind ja, wenn sie angesteuert werden, dauernd eingeschaltet, außerdem treten nicht die Störungen im Radio auf, die von manchen Uhren mit Multiplexausgang verursacht werden.

In den Applikationsunterlagen des IS-Herstellers [1] und in den Datenblättern für die Anzeigeelemente [2] findet man als typischen Schaltungsaufbau eine Uhr, die neben der IS und der Anzeige nur wenige zusätzliche Bauelemente zur vollständigen Funktion benötigt (*Bild 1*).

Die nötige Taktfrequenz wird dem Netz entnommen; zum Schutz gegen Störimpulse befindet sich zwischen Trafowicklung und Takteingang ein Tiefpaß aus 100 kΩ und 10 nF. Die Stromversorgung muß einerseits eine Gleichspannung zwischen 21 und 29 V bereitstellen, deren genauer Wert nicht kritisch ist, zum anderen eine Heizspannung für die Anzeige. Letztere muß nicht gleichgerichtet sein. Die Mittelzapfung dieser Heizwicklung ist erforderlich, damit sich die Spannung symmetrisch auf den Heizfaden verteilt; anderenfalls leuchten nicht alle Anzeigesegmente gleich hell. Die beiden 15-Ω-Widerstände stellen den Heizstrom auf den richtigen Nennwert von 120 mA ein. Der hier verwendete Anzeigentyp FG415C1 ist eine flache vierstellige Parallel-Anzeige mit 15 mm Ziffernhöhe [2].

Die Steuerung der Uhr erfolgt durch vier Drucktasten und drei Schalter. Der Zusammenhang zwischen ihnen und der ausgeführten Funktion läßt sich am einfachsten in zwei Tabellen darstellen: *Tabelle 1* gibt an, was die einzelnen Anzeigestellen in Abhängigkeit der Schalterstellungen anzeigen, und *Tabelle 2*, welche Funktion die Drucktasten bei der jeweils gewählten Anzeige haben.

Der Weckerausgang (Pin 24) dient zur Ansteuerung einer beliebigen Wekkerschaltung in Transistortechnik. Die Ausgangsspannung an Pin 27 (Kurzzeit) bleibt für die Zeit auf High-Potential, die vorgewählt wird, wenn S3 eingeschaltet ist. Die daran angeschlossene Transistorschaltung kann ähnlich ausgeführt sein wie die Weckerschaltung.

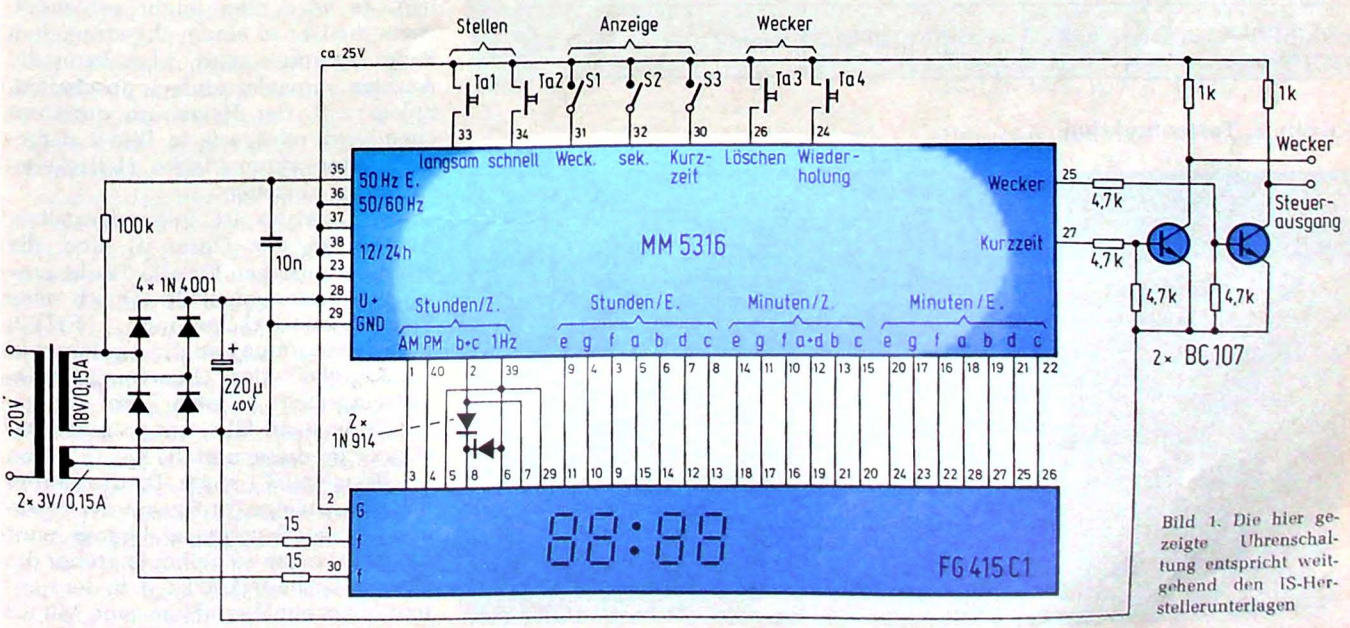


Bild 1. Die hier gezeigte Uhrenschaltung entspricht weitgehend den IS-Herstellerunterlagen

Bei Stromausfall und anschließendem Wiedereinschalten stehen die Zähler und die Speicher für Kurzzeit und Weckzeit in einem nicht definiertem Zustand. Damit Irrtümer vermieden werden, blinken in diesem Fall zwei Segmente des ersten Digit, außerdem wird die Weckerfunktion abgeschaltet. Ausgelöst wird dieser Zustand, wenn die Betriebsspannung (auch kurzzeitig) unter 20 V gefallen ist. Die Rücksetzung in den Normalzustand erfolgt automatisch, wenn eine Stellfunktion betätigt wurde.

Die erweiterte Schaltung

Mit zusätzlicher Beschaltung der IS kann man den Gebrauchswert der in Bild 1 dargestellten Schaltung noch erhöhen.

Wie schon weiter oben dargestellt, verliert die Digitaluhr ihr „Gedächtnis", wenn der Strom ausfällt. Um dem entgegenzuwirken, enthält die in *Bild 2* gezeigte Uhrenschaltung eine Notstromversorgung aus acht hintereinandergeschalteten Nickel-Cadmium-Zellen. Laut Angaben im Datenblatt [1] laufen die Zählerstufen ordnungsgemäß weiter und bleibt die Weckzeit gespeichert, wenn die Betriebsspannung nicht unter 8 V fällt. Die Akkuzellen haben zusammen eine Nennspannung von 9,6 V. Abzüglich der Flußspannung von D6 stehen als Betriebsspannung mindestens 9 V bei Stromausfall zur Verfügung.

D6 ist notwendig, damit die Akkuspannung nur bei Netzausfall an der Schaltung liegt. Im Normalfall ist diese Diode gesperrt, dagegen ist D5 leitend und ein von R1 bestimmter Strom von ungefähr 2 mA lädt die Zellen. Die beiden Z-Dioden D7 und D8 leiten vor Erreichen der Ladeendspannung und übernehmen im Grenzfall den vollen Ladestrom, damit ein Überladen der Zellen vermieden wird. Die Kapazität der verwendeten Akkus bestimmt die maximale Gangdauer bei Stromausfall. Die komplette Schaltung nimmt im „Notbetrieb" weniger als 5 mA auf, weil wegen der dann fehlenden Heizung die Anzeige außer Funktion gesetzt ist. Damit ergibt sich bei Verwendung von 500-mAh-Zellen (Mignon-Zellen) eine Gangdauer von etwa 100 Stunden.

Tabelle 1: Anzeigefunktionen

		Stelle				
Funktion	Schalter	1	2	3	4	Anzeige
Wecker	S1	10 h	1 h	10 min	1 min	Weckzeit
Sekund.	S2	–	1 min	10 s	1 s	laufende Zeit
Kurzzt.	S3	–	–	10 min	1 min	ablaufende Kurzzeit
Kein Schalter geschaltet		10 h	1 h	10 min	1 min	laufende Zeit

Tabelle 2: Tastenfunktion

Taste		Schalter geschaltet			
Bez.	Nr.	S1	S2	S3	Keiner
langs.	T1	min laufen mit 2 Hz	anhalten	min laufen mit 50 Hz	min laufen mit 2 Hz
Stellen schnell	T2	min laufen mit 50 Hz	Rücksetz. auf 00	min laufen mit 2 Hz	min laufen mit 50 Hz
beide	T1+T2	Rücks. auf 00:00	Rücks. auf 00:00:00		
Wecker löschen	T3				Wecker still, erneutes Wecken in 24 h
wiederh.	T4				erneutes Wecken nach 8–9 min für 59 m

Das schon vorher erwähnte Blinken zweier Segmente des ersten Digits tritt auch in dieser Schaltung auf, weil ja die Spannung unter 20 V sinkt. Zum Zurücksetzen müßte jetzt eine Stellfunktion ausgeführt werden, die allerdings nicht nötig ist, da ja die Uhr mit Notstrom richtig weitergearbeitet hat. Das Blinken wird abgeschaltet durch Drükken der Reset-Taste T5, nachdem Schalter S2 geschlossen ist. Der im Ruhezustand entladene Kondensator C5 zieht Pin 33 kurzzeitig auf Betriebsspannungspotential, was bewirkt, daß die Uhr für einen Sekundenbruchteil angehalten wird. Das ist bei einer vierstellig anzeigenden Uhr nicht störend, genügt aber, um die Blinkfunktion auszuschalten.

Bei Akkubetrieb fehlt das vom Netz gelieferte 50-Hz-Taktsignal. Dieses muß deshalb in der Uhr erzeugt werden. Sehr gut geeignet dazu sind IS, die einen Quarzgenerator und Teilerschaltungen enthalten. Der hier verwendete Typ ICM 7207 von Intersil ist eigentlich zur Steuerung des Zählerbausteins ICM 7208 entwickelt worden [4, 5], läßt sich aber gut zur Uhrensteuerung heranziehen, da er aus der Quarzfrequenz von 6,5536 MHz ein 50-Hz-Signal erzeugt, außerdem nur sehr wenig Betriebsleistung aufnimmt und ohne viele zusätzliche Bauteile zu verwenden ist. Die Betriebsspannung dieser IS beträgt 5 V, die mit D9 stabilisiert wird. Das Ausgangssignal wird von T3 auf den für die Uhren-IS nötigen Spannungspegel gebracht. Außer den 50 Hz liefert die IS ein 1,6-kHz-Signal, welches als Weckerton genutzt wird.

Die grüne Anzeige hat wegen ihrer großen Helligkeit auch bei hellem Tageslicht ausgezeichneten Kontrast; allerdings wird man leicht geblendet, wenn die Uhr in einem abgedunkelten Raum betrieben wird. Man kann die Anzeige entweder einfach abschalten, indem z. B. der Heizstrom unterbrochen wird, oder, wie in Bild 2 dargestellt, eine automatische Helligkeitssteuerung vorsehen.

Die Funktion ist folgendermaßen: Am Pin 23 der Uhren-IS sind die Stromzuführungen für alle Treiberausgänge zusammengefaßt. Durch eine Spannungsfolgerschaltung (T1/T2) wird die Spannung an diesem Punkt in Abhängigkeit der Umgebungshelligkeit eingestellt. Je mehr Licht auf den Fotowiderstand fällt, um so niederohmiger wird dieser und die Spannung an der Basis von T1 steigt. Da die Helligkeit der Anzeige direkt von der Spannung an den Segmenten abhängt, wird die Anzeige um so heller, je größer die Umgebungshelligkeit ist, d. h. der Kontrast bleibt annähernd konstant. Mit R2

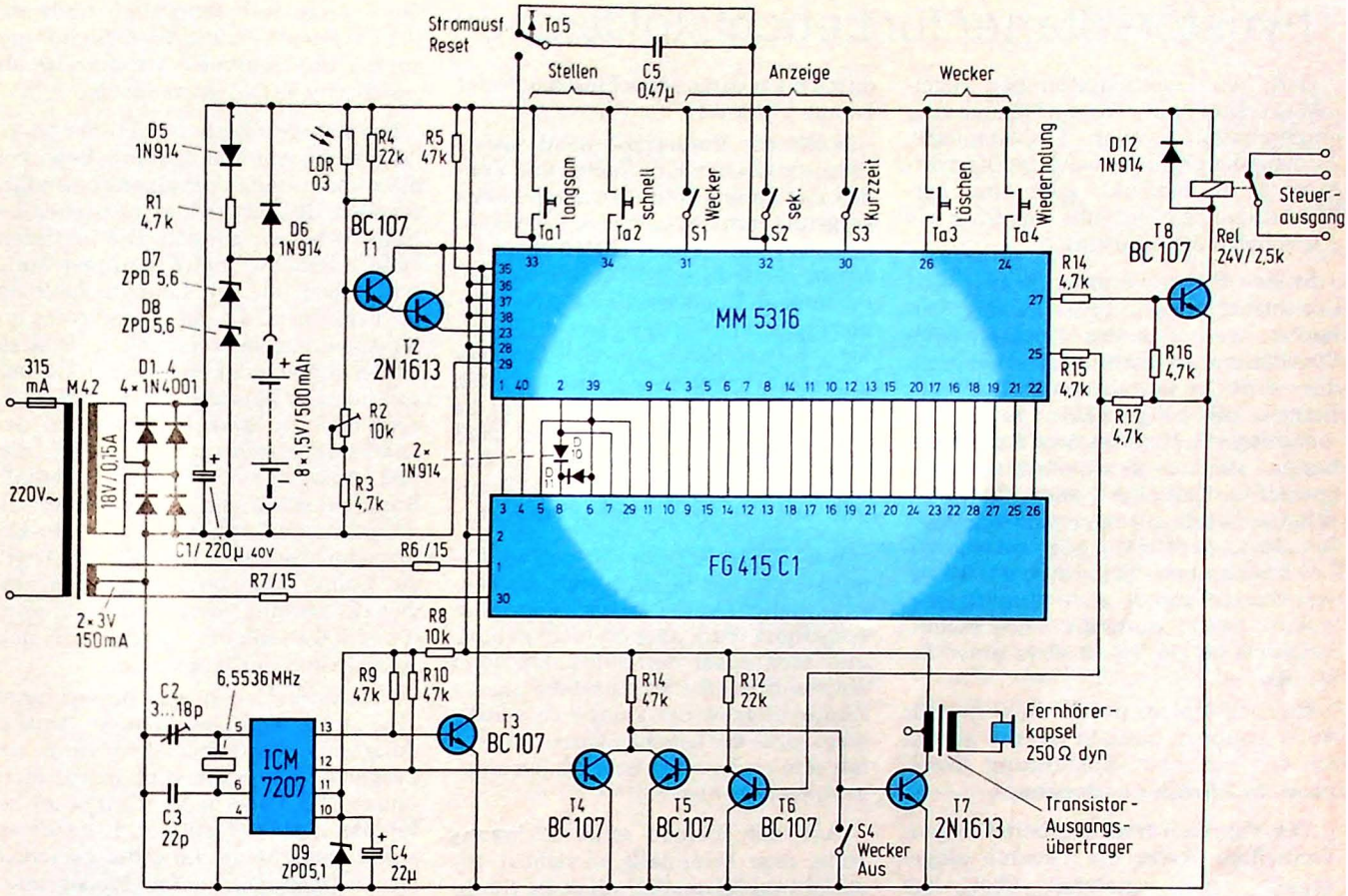


Bild 2. Mit einigen peripheren Bauelementen läßt sich eine Uhr mit Quarzsteuerung, Notstrom-Versorgung, Wecker und Kurzzeit-Steuerung aufbauen

stellt man die Grundhelligkeit der Anzeige bei dunkler Umgebung ein, und zwar so, daß alle Segmente noch gleichmäßig hell leuchten.

Die Kurzzeitfunktion (Pin 27) steuert eine Relaisstufe (T8), an die beliebige Verbraucher angeschlossen werden können.

Der Weckerausgang (Pin 25) gibt über T5/T6 die Basis-Emitter-Strecke von T7 frei, der dann von T4 im 1,6-kHz-Takt angesteuert wird. Der Transformator im Kollektorkreis von T7 ist ein Ausgangsübertrager, wie man ihn in älteren Transistor-Radios findet; notfalls kann man aber auch auf ihn verzichten, wenn die Kapselimpedanz mehr als 200 Ω beträgt. Der Schallwandler ist eine Telefonhörerkapsel, die zwar nicht optimal an den Übertrager angepaßt ist, aber in Verbindung mit dem Transformator eine so hohe Arbeitsimpedanz im Kollektorkreis darstellt, daß die Stromaufnahme der Stufe bei genügender Lautstärke gering bleibt. Der Wecker funktioniert auch bei Stromausfall, allerdings mit geringerer, aber ausreichender Lautstärke. Mit dem Schalter S4 kann die Weckerfunktion abgeschaltet werden.

Die Taster T3 und T4 können an der Vorderseite der Uhr angebracht werden; sie dienen zum Abstellen des Weckertons. Alle anderen Schalter und Taster, vor allem T1 und T2, sollten so montiert sein, daß sie nicht versehentlich betätigt werden.

Literatur

[1] Datenblatt MM 5316, Fa. National Semiconductor.

[2] Datenblatt FG 415 C 1, Fa. Itron (Vertretung für Deutschland: Neumüller, München).

[3] Itron Phosphorescent Displays, Fa. Neumüller, München.

[4] *Gößler, R.*, Dipl.-Ing.: Miniaturzähler für Frequenz und Periodendauer. FUNKSCHAU 1976, H. 7, S. 271 ff.

[5] Datenblatt ICM 7207, Fa. Intersil (Spezial-Electronic KG, München).

„...und sie funktioniert doch!"

(Ausruf eines Elektronik-Bastlers, von einem Universitäts-Professor über das Nicht-funktionieren-können seiner Schaltung belehrt, nach dem Aufbau derselben.)

Sollten Sie auch einmal eine Schaltung „erfunden" haben, die einfacher und preiswerter als andere, schon bekannte Schaltungen aufzubauen ist oder die auf weniger geläufigen Bauelemente-Eigenschaften basiert, schicken Sie sie doch uns. Ihr Schaltungskniff ist uns 200 DM wert! Handzeichnung plus kurze Funktionsbeschreibung genügt. Aber Vorsicht: Wir bauen Ihre Schaltung nach! Wehe, ...

Thyristor-Starter für Leuchtstofflampen

Dort, wo Leuchtstofflampen regelmäßig schon in der frühen Dämmerung eingeschaltet werden (Arbeitsplätze, Außenbeleuchtung), wird der Startvorgang kaum bemerkt. Hier sind herkömmliche Starter wohl weiterhin die wirtschaftlichste Lösung.

In der Privatwohnung jedoch sind Leuchtstofflampen bisher wenig verbreitet, weil u. a. das Flackern beim Einschalten als recht störend empfunden wird. Es besteht zwar schon seit langem die Möglichkeit, durch Verwendung von Heiztrafo und Rapidstartlampe – seit neuestem auch durch einen speziellen Kaltleiter – hier Abhilfe zu schaffen, doch soll einer elektronischen Schaltung der Vorzug gegeben werden. Die beschriebene Schaltung mit Thyristor-Starter eignet sich zum flackerfreien Start normaler Leuchtstofflampen (40...65 W) in etwa einer Sekunde.

Im Schaltplan (*Bild*) sind die für 40-W-Lampen nötigen Werte, soweit sie von der 65-W-Ausführung abweichen, in Klammern eingesetzt.

Der Thyristor-Starter arbeitet folgendermaßen: Wenn die Leuchte eingeschaltet wird, gelangt über den Brückengleichrichter D1...D4 eine positive Spannung über C2 und D6 an C3, der innerhalb kurzer Zeit auf die Durchbruchspannung von D7 aufgeladen wird. Dann schaltet D7 durch und liefert einen Impuls an das Gate des Thyristors Th. Dieser wird leitend und läßt einen Strom über Vorschaltgerät, Elektrodenheizwendel und Brückengleichrichter fließen, durch den die Lampenelektroden vorgeheizt werden.

Dieser Vorgang wiederholt sich in jeder Halbwelle; allerdings jedesmal etwas später vom Beginn der Halbwelle gerechnet, d. h. bei etwas höherer Spannung, denn C2 wird bei jedem Aufladen des Triggerkondensators C3 etwas mehr aufgeladen, ohne sich in der Zwischenzeit nennenswert entladen zu können, da dieser Weg durch D6 gesperrt ist. Die Spannung an C2 muß erst überboten werden, um erneut Strom nach C3 fließen zu lassen. Auf diese Art erfolgt die Zündung des Thyristors immer etwas später, bis C2 die Spannung erreicht, die höher als die Zündspannung der Leuchtstofflampe ist. Dann zündet die Lampe eher als der Thyristor, und die Spannung am Thyristor-Starter bricht auf die Brennspannung der Lampe zusammen. C2 wird über R3 auf Brennspannung entladen und – solange die Lampe brennt – gehalten. Der Thyristor-Starter bleibt dadurch bis zum nächsten Einschalten der Lampe blockiert.

Sollte die Vorheizzeit nicht ausreichen – zwischen Einschalten und Zünden der Lampe sollte etwa 1 Sekunde vergehen, um die Lampe auf Dauer sicher und ohne einen Kaltstart zu riskieren zu zünden – so ist der diese Zeit bestimmende Kondensator C2 zu vergrößern (ggf. durch Parallelschalten kleinerer Kapazitäten). Anstelle des angegebenen Thyristors eignen sich auch andere Typen oder auch Triacs. Um die gleiche Vorheizzeit zu erreichen, muß möglicherweise die Größe von C2 entsprechend geändert, d. h. dem Thyristor- oder Triactyp angepaßt werden.

Wichtig ist, Phase und den Mittelpunktleiter wie im Bild angegeben anzuschließen, weil sonst die Lampe zwar vorgeheizt wird, aber oft nicht zündet, und weil sonst der Störschutz nicht einwandfrei arbeitet. Ebenfalls um die Zündwilligkeit der Lampe zu verbessern, sollte der Leuchtenkörper aus Metall sein und an den Schutzleiter angeschlossen werden.

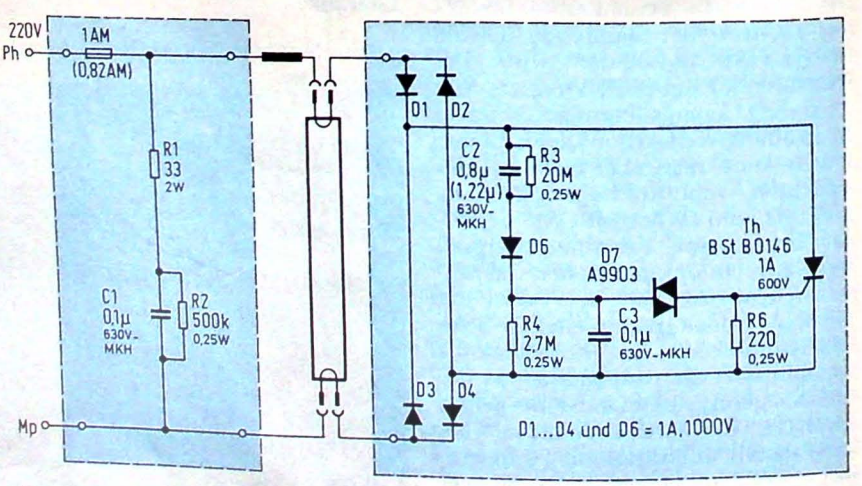
Auf den Einbau einer Sicherung sollte man keinesfalls verzichten. Sie spricht im Normalfall nicht an. Sie ist jedoch unbedingt nötig, um einen Brand des Vorschaltgerätes, der ohne weiteres einen Hausbrand zur Folge haben könnte, zu verhindern. Ein Drosselbrand ist denkbar, wenn Teile des Starters ausfallen, jedoch zufälligerweise eine Einweggleichrichtung erhalten bleibt. Für den dann über die Drossel fließenden – wegen ihres geringen Gleichstromwiderstandes – hohen Gleichstrom ist die Drossel nicht bemessen. Sie erwärmt sich u. U. bis zum Brand, zumal der eben erwähnte Gleichstrom wahrscheinlich nicht die Höhe erreicht, um die 16-A-Sicherung, mit der üblicherweise Stromkreise abgesichert werden, auszulösen.

Das sichere Zünden, auch der 65-W-Lampen im warmen Zustand, bewirken die während des Vorheizens beim Einschalten des Thyristors entstehenden Hf-(Stör)Schwingungen. Die in diesem Falle nützlichen Schwingungen müssen jedoch auf die Leuchte begrenzt bleiben, um nicht das ganze Netz mit Störspannung zu verseuchen. Deshalb ist der Störschutzkondensator C1 vorgesehen. Der Dämpfungswiderstand R1 vermeidet zu starkes Funken an den Lampenschalterkontakten beim Ein- und Ausschalten, wodurch ebenfalls Rundfunkstörungen entstehen. Auf die Störschutzwirkung von C1 hat R1 keinen nennenswerten Einfluß. Der Thyristor-Starter sollte berührungssicher abgedeckt werden, denn die Spannung (etwa 300 V) über C2 klingt nach dem Ausschalten nur langsam ab.

Der Einfluß, den der beschriebene Thyristor-Starter bei seiner Anwendung auf die Lebenserwartung der Leuchtstofflampen ausübt, wurde nicht untersucht. Es ist jedoch nicht zu befürchten, daß es zu Lebensdauerverkürzungen kommt. Eher das Gegenteil ist anzunehmen, denn lebensdauermindernde Kaltstarts sind beim Thyristor-Starter unmöglich.

Dazu sollte erwähnt werden, daß Leuchtstofflampen, die im Verhältnis zur Gesamtbrenndauer oft geschaltet werden, selbst beim Betrieb mit idealem Starter eine viel geringere Lebensdauer erreichen, als Lampen, die wenig geschaltet werden. Es ist also nach wie vor zu empfehlen, Leuchtstofflampen nicht gerade dort einzusetzen, wo mit extrem häufigem Schalten zu rechnen ist.

Gerhard Wachsmuth

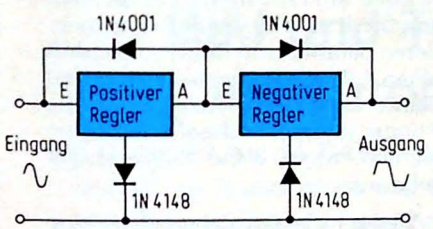


Diese einfache Schaltung, die meist noch im Leuchtkörper unterzubringen ist, erlaubt ein flackerfreies Starten von Leuchtstofflampen innerhalb etwa einer Sekunde

Wechselspannungs-Stabilisation

Der Zweck dieses Beitrages ist es, zu zeigen, daß durch bipolare Spannungsbegrenzung Wechselspannungen – allerdings unter Verlust ihrer ursprünglichen Sinusform – stabilisiert werden können. Solche Schaltungen nennt man FPAOS, Flat Peak Alternating Output Stabilizer. Sie wirken als Spannungsbegrenzer für hohe Ströme und u. U. auf Wunsch auch unsymmetrisch, d. h. die negative Halbwelle kann auf einen anderen Spitzenwert begrenzt werden als die positive.

Zu diesem Zweck lassen sich übliche Gleichspannungs-Regler verwenden, z. B. für den positiven Teil der 5-V-Typ 7805 und für die negative Halbwelle der Typ 7905, ebenfalls für 5 V. Die im *Bild* zusätzlich vorhandenen Dioden sorgen dafür, daß die beiden IS keine Spannungen unzulässiger Polarität erhalten. Die meisten Regler-IS erfordern darüber hinaus noch Kondensatoren am Ein- und Ausgang (etwa 0,1 µF), um Schwingneigung zu verhindern.



Durch bipolare Spannungsbegrenzung lassen sich Wechselspannungen stabilisieren, wenn auch unter Verlust der ursprünglichen Kurvenformen

Selbstverständlich sind statt der genannten IS auch andere Typen oder aber auch diskret aufgebaute Stabilisationsschaltungen (ursprünglich für Gleichspannung gedacht) verwendbar. Wichtig ist jedoch eine für die Frequenz der zu stabilisierenden Wechselspannung ausreichende Regelgeschwindigkeit.

A. Mokhtaz, Kairo

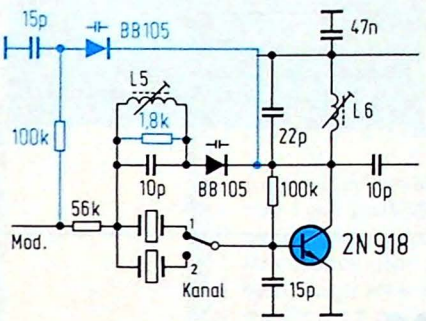
Mehr Hub beim Mini

Das 2-m-Mini-Funksprechgerät, das in *FUNKSCHAU 1977, Heft 14, S. 659,* besprochen wurde, erfreut sich offenbar nach wie vor großer Beliebtheit bei den UKW-Funkamateuren. Wegen unvermeidlicher Quarz- und Bauelemente-Toleranzen trat leider manchmal beim Sender die Schwierigkeit auf, daß beim genauen Abgleich auf die Sollfrequenz der FM-Hub nicht ausreichte. Da es nicht zumutbar ist, sich dann gleich einen neuen Quarz zu kaufen – das würde immerhin etwa 25 DM kosten –, ist es sinnvoller, zur Hubvergrößerung eine kleine zusätzliche Schaltung einzubauen (*Bild*).

Die neu hinzugekommene Kapazitätsdiode moduliert zusätzlich den Kollektorkreis des Oszillatortransistors, was wegen der phasenschiebenden Wirkung dieses Kreises ebenfalls Einfluß auf die Sendefrequenz hat. Durch wechselweisen Abgleich der Kollektorspule und der in Serie zum Quarz liegenden Spule läßt sich mit dieser Maßnahme praktisch immer ein ausreichender Hub erzielen. Der Koppelkondensator vom Kollektor des Oszillators zur Basis des Frequenzverdopplers muß übrigens 10 pF betragen.

Warum diese „Klimmzüge"? Nun, alle Quarze, die in Serienresonanz schwingen, und dazu gehören alle Obertonquarze, lassen sich nur relativ wenig in der Frequenz hin- und herziehen und sich daher auch nur schlecht frequenzmodulieren. Da aber aus Aufwandsgründen für ein Subminiatur-Funksprechgerät kaum ein anderes Aufbereitungskonzept in Frage kommt, muß man eben durch schaltungstechnische „Kniffe" dafür sorgen, daß trotzdem noch ein genügender FM-Hub zustande kommt. Irgendwo müssen immer Kompromisse geschlossen werden – hier zugunsten des Stromverbrauchs, des Wirkungsgrades und der Miniaturisierung.

H. Feichtinger



Mit dieser kleinen Schaltungserweiterung läßt sich beim Sender des 2-m-Mini ein deutlich größerer FM-Hub erzielen

Verbesserung an der Sender-Endstufe des 2-m-Synthesizers

Handfunksprechgerät mit 80-Kanal-Synthesizer
FUNKSCHAU 1977, Heft 2, und 1976, Heft 18

Wie sich bei den inzwischen recht zahlreichen Nachbauten des 80-Kanal-Handfunksprechgerätes zeigt, neigt manchmal die Senderendstufe bei extremer Fehlanpassung zum Schwingen und besitzt außerdem oft eine unzureichende Dämpfung der zweiten und dritten Harmonischen.

Die Schaltung wurde daher inzwischen auch in dem Bausatz, dessen Lieferant in Heft 2/1977 genannt ist, abgeändert, wie das *Bild* zeigt.

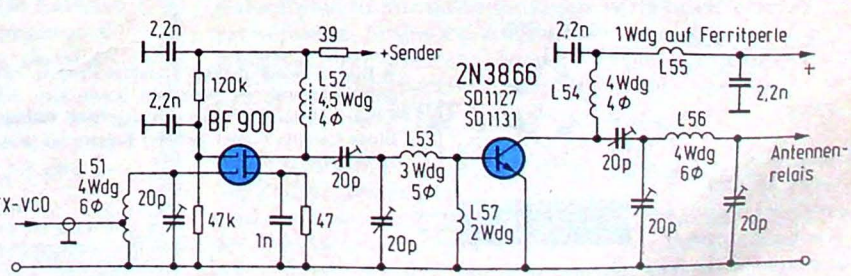
Durch einen abgestimmten und angepaßten Parallelschwingkreis am Gate des Treibers und eine geänderte Schaltung zwischen Treiber und Endstufe konnte der Wirkungsgrad verbessert werden, und der Oberwellenabstand erhöhte sich durch Einbau eines Pi-Filters am Ausgang um rund 20 dB.

Die *Tabelle* nennt die erforderlichen Spulendaten der neuen Schaltung.

J. B. Grabmayr, DC 2 CB

Tabelle: Wickeldaten der Spulen

L 51	freitragend, liegend, Anzapfung nach einer Wdg. vom kalten Ende, 0,8 mm CuAg
L 52	auf Spulenkörper, stehend, 0,5 mm CuL
L 53	freitragend, liegend, 0,5 mm CuL
L 54	freitragend, liegend, 0,5 mm CuL
L 55	freitragend, 0,8 mm CuAg auf Ferritperle
L 56	freitragend, 0,5 mm CuL
L 57	freitragend, 0,5 mm CuL auf Ferritperle.

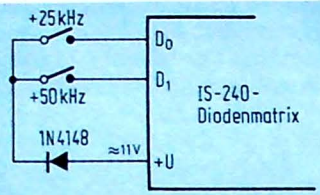


Wer bei seinem 80-Kanal-Handfunksprechgerät nur 400 mW herausholen kann und zudem Probleme mit Sender-Oberwellen hat, sollte es einmal mit dieser Schaltung versuchen!

IC-240 als 80-Kanal-Synthesizer

Das Gerät IC-240 ist unter den lizensierten UKW-Funkamateuren recht verbreitet. Es handelt sich um ein FM-Gerät, dessen Frequenzaufbereitung mit einem Synthesizer erfolgt; 22 Kanäle sind mittels eines Drehschalters über eine Diodenmatrix anwählbar. Durch eine einfache Schaltungserweiterung läßt sich das Gerät in einen 80-Kanal-Synthesizer umbauen (*Bild*), so daß sich das gesamte 2-m-Amateurband (144...146 MHz) in Schritten von 25 kHz entsprechend dem genormten FM-Kanalraster überstreichen läßt.

Zunächst einmal muß man – entsprechend dem Geräte-Handbuch – den eingebauten Kanalschalter mit Hilfe der Diodenmatrix so programmieren, daß sich 100-kHz-Schritte ergeben. Mit zwei weiteren Kippschaltern oder auch einem entsprechend verdrahteten Dreh- oder Kodierschalter lassen sich nun zu der damit einstellbaren 100-kHz-Rasterfrequenz 25 kHz, 50 kHz oder 75 kHz addieren, so daß sich effektiv ein 25-kHz-Raster ergibt. Die 22. Schaltstellung des eingebauten Kanalschalters bleibt dabei unbenutzt.



Diese wahrhaft winzige Änderung am IC-240 erlaubt es, die 22 Kanäle auf 80 zu erweitern

Hinter dem ursprünglichen Kanalschalter ist übrigens noch genug Platz übrig, um zwei kleine Schalter einzubauen.

Jo van Dongen

Schaltungskniff

Sofortstart von Leuchtstofflampen

Nachstehend soll ein einfaches Zusatzgerät für Leuchtstofflampen beschrieben werden, das, nachträglich eingebaut, die Röhre beim Einschalten *sofort* zum Leuchten bringt. Mit drei zusätzlichen Bauteilen – außerdem entfällt noch der Starter – ist dies zu erreichen (*Bild 1*).

Beim Einschalten wird über die oberen beiden Dioden des Brükkengleichrichters C 1 auf den negativen, C 2 auf den positiven Spitzenwert der Netzspannung aufgeladen, so daß sich an der Röhre eine Spannung von 620 V ergibt. Nach der Zündung bezieht sie ihren Strom über den Bruckengleichrichter, der nun „ganz normal" mit allen vier Dioden arbeitet. Vor (!) der Gleichrichtung wird der Lampenstrom über das zugehörige Vorschaltgerät (Drossel) auf den vorgeschriebenen Wert begrenzt.

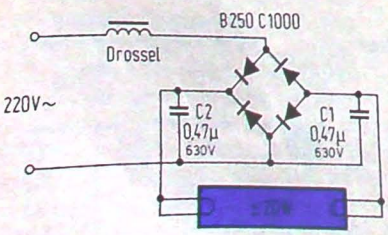
Der Start ohne Vorheizen und der Gleichstrombetrieb machten bei den meisten Leuchtstoffröhrenfabrikaten nichts aus. Die Schaltung wird in mehreren 20-W-Exemplaren seit fast vier Jahren betrieben und hat sich auch bei Temperaturen von –30 °C gut bewährt.

Prinzipiell ist sie auch für Röhren größerer Leistung geeignet. Aufgrund der größeren Länge liegt jedoch deren Zündspannung höher, so daß bei Temperaturen um 10 °C die 620 V zur Zündung nicht immer ausreichen. Schaltet man eine Spannungsvervielfacherstufe nach, so steigt die Spannung beim Einschalten auf etwa 1,2 kV (*Bild 2*).

Die Kondensatoren bestimmen in beiden Fällen die Starteigenschaften. Die angegebenen Werte, mit denen die Schaltungen aufgebaut wurden, sind Richtwerte. Allgemein empfiehlt es sich, beim Experimentieren parallel zum Röhrenanschluß einen 4,7-MΩ-Widerstand zu legen, damit nach dem Abschalten die Kondensatoren schnell entladen werden, wenn keine Röhre eingesetzt war.

Übrigens lassen sich auch defekte Röhren, die in den üblichen Glimmstartschaltungen dauernd aufblitzen, noch verwenden, wenn sie nicht allzu lange der hohen Beanspruchung durch das ununterbrochene Starten ausgesetzt waren. Auch eine stufenlose Helligkeitseinstellung z. B. durch Vorwiderstände ist in gewissen Grenzen möglich. Bei Phasenanschnittsteuerung ist die hohe Induktivität des Vorschaltgerätes zu beachten, die eine genügende Spannungsfestigkeit des Dimmers erfordert.

Gerald Jaschek



◄ Bild 1. Sogar defekte Leuchtstoffröhren mit unterbrochenen Heizwandeln lassen sich mit dieser Schaltung ohne Verzögerung starten. Diese Version eignet sich für Röhren bis etwa 20 W...

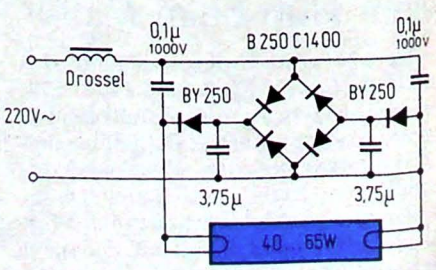


Bild 2. ► ...und diese bis 65 W

Innerhalb der elektrischen Meßtechnik nimmt die Messung von kleinen Hf-Spannungen eine Sonderstellung ein. Das liegt einmal daran, daß oft das Know-how bei der Messung von Hochfrequenzspannungen fehlt; zum anderen scheitert ein derartiges Vorhaben an dem Preis derartiger Meßgeräte. Die vorliegende Schaltung wird dieses Wissen mit einfachen Mitteln offenlegen. Wer möchte nicht einmal gerne die tatsächliche Amplitude eines Bild-Zf-Signals oder die Amplitude eines FM-Oszillators messen?

Dieter Nührmann

Hochfrequenz- und Gleichspannungs-Millivoltmeter

Die Schaltung umfaßt vier Baugruppen – den Meßdemodulator, das anzeigende Gerät, den Kalibrator und das Netzteil.

Der Meßdemodulator

Betrachten wir zuerst einmal den Meßdemodulator. Die *Bilder 1a* und *1b* zeigen die Schaltung. Dabei sollte der Aufbau nach Bild 1a vorwiegend dann benutzt werden, wenn das zu messende Hf-Signal gleichspannungsüberlagert ist. Die Schaltung 1b, welche einen besseren Frequenzgang aufweist, fordert gleichspannungsfreie Wechselspannungen. Für beide Demodulatoren ist bei einem Aufbau nach *Bild 2* eine Durchlaßkurve innerhalb eines Bereiches von 100 kHz...1 GHz und eines Amplitudenverlaufes von ca. ±1 dB möglich. Dabei wird für die untere Grenzfrequenz ein Gleichstromeingangswiderstand des Meßgerätes von $R_e \geqq 10\ M\Omega$ gefordert.

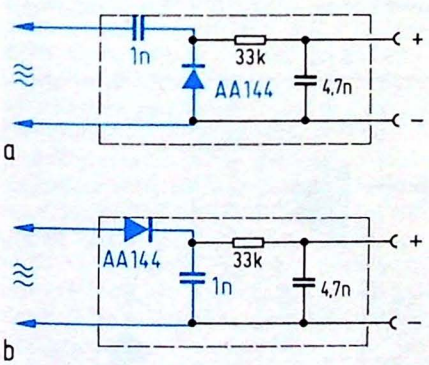


Bild 1. Schaltungsmöglichkeiten des Hf-Tastkopfes; a) mit gleichspannungsfreiem Eingang, b) für Messung von Hf mit Gleichspannungsanteilen. Normalerweise wird die Schaltung a) bevorzugt

Der gerade Kurvenverlauf im VHF- und UHF-Gebiet ist einzig und allein vom Aufbau des Meßdemodulators abhängig. In den Bildern 1a und 1b sind die kritischen Leitungen hervorgehoben. Es muß dafür gesorgt werden, daß diese Leitungen so kurz und so induktivitätsarm wie möglich ausgeführt werden. Auch die Anschlüsse an das Meßobjekt sollten vom Tastkopf aus gesehen nur etwa 10 mm lang sein, wenn Messungen bei höheren Frequenzen ausgeführt werden. Für Sonderfälle können längere Leitungen immer noch angelötet werden, die dann jedoch die Anzeigegenauigkeit ab etwa 20 MHz beeinträchtigen.

Aus Bild 2 ist ein für die Hf-Technik praktikabler Aufbau zu erkennen. Die Leitungslängen liegen bei wenigen Millimetern! Der Aufbau wurde in einem käuflichen BNC-Anschlußgehäuse untergebracht, so daß sich hier die Möglichkeit anbietet, mit einem BNC-T-Stück jederzeit in koaxialen (BNC-)Leitungskreisen Messungen durchzuführen.

Wenden wir uns nun der Frage der erzielbaren Anzeigegenauigkeit und der kleinsten noch erfaßbaren Hochfrequenzspannung zu. Hochfrequenzspannungen besitzen neben anderen unangenehmen meßtechnischen Eigenschaften auch noch das Problem ihrer oft sehr kleinen Amplitude – so z. B. nur einige Millivolt.

Die Grenze der erzielbaren Auflösung ist in *Bild 3* wiedergegeben. Da eine Tabelle in vielen Fällen für eine Übersicht nicht dienlich ist, sind die Hf-Spannungswerte als Skalenverlauf, bezogen auf die lineare Teilung der Gleichspannungsskala 0...10 und 0...3, gleich eingezeichnet worden. Es ist zu erkennen, daß bei der benutzten Germaniumdiode AA 144 bereits 2 mV Hf-Spannung auf dem 1 mV-Gleichspannungsbereich gut abzulesen sind.

Diese Skalenverläufe können übernommen werden – oder aber es wird eine zusätzliche Eichung vorgenommen, die wir uns gleich einmal ansehen wollen.

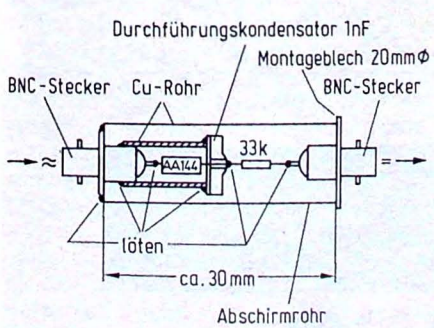


Bild 2. Mechanischer Aufbau des Tastkopfes nach Bild 1b

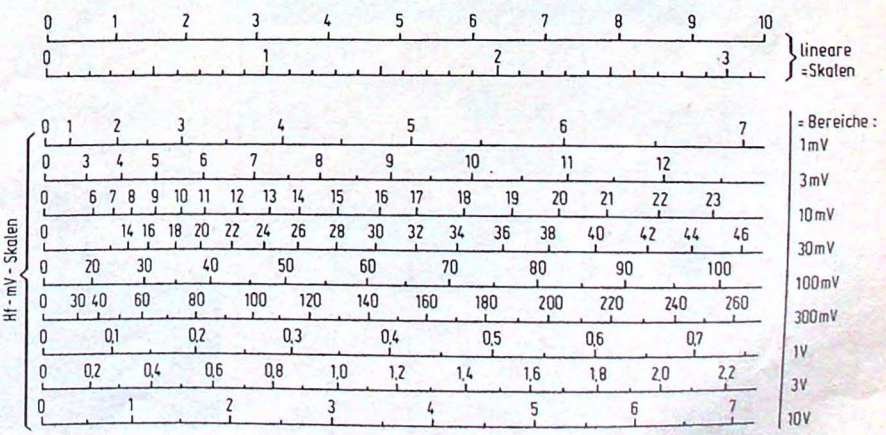


Bild 3. Die Skaleneichung des Hf-Millivoltmeters. Je nach den verordneten Dioden sind hier geringe Abweichungen vom gezeichneten Verlauf möglich

Für die Eichung der Skala ist ein Nf-Sinusgenerator erforderlich. Dieser muß entweder genau genug abgeschwächt werden können oder aber es wird ein geeichtes Nf-Millivoltmeter, Digitalvoltmeter oder Oszilloskop parallel geschaltet. *Bild 4* zeigt den erforderlichen Aufbau. Die Nf-Spannung von z. B. 10 kHz wird an den Eingang des Tastkopfes angeschlossen und am Ausgang die jeweils zugehörige gleichgerichtete Spannung festgestellt. Das Ergebnis ist dem Bild 3 ähnlich und im wesentlichen von dem Typ der verwendeten Diode abhängig. Wird für Eichzwecke ein Nf-Generator benutzt, so ist es erforderlich einen Kondensator von 0,22 µF am Ausgang der Gleichrichterdiode nach Masse anzuschließen.

Die so im Nf-Gebiet geeichte Anordung ist für den Hf-Einsatz betriebsbereit. Die Skalenumrechnungswerte können entweder direkt auf die Skala des Meßgerätes – ein Gleichspannungsmillivoltmeter – aufgetragen werden oder aber sind, tabellarisch erfaßt, nachlesbar.

Der Gleichspannungsverstärker

Die zweite Betrachtung gilt jetzt dem Gleichspannungsanzeigegerät. Natürlich muß es sich hier um ein Gerät handeln, welches noch kleine Spannungen im Bereich von 0...1 mV driftfrei erfassen kann. Das ist aber mit gleichstromgekoppelten Brückenverstärkern nicht mehr möglich. Eine Schaltung, welche dieses Problem umgeht, ist der „Chopper-Meßverstärker". Die Schaltung dieses Gleichspannungsmillivoltmeters ist in *Bild 5* gezeigt. Auf die Darstellung einer Platine wird nicht eingegangen; einmal ist diese Zeichnung doch etwas abhängig von der Größe der verwendeten Bauelemente, außerdem kommt es gerade bei der Chopperbaugruppe auf eine gute Abschirmung an. Im vorliegenden Fall wurde die gesamte Schaltung in den einzelnen Kammern eines ausgedienten Fernsehtuners untergebracht. Dadurch ist bereits das Problem der Brummeinstreuung beseitigt.

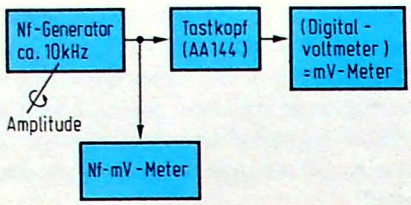
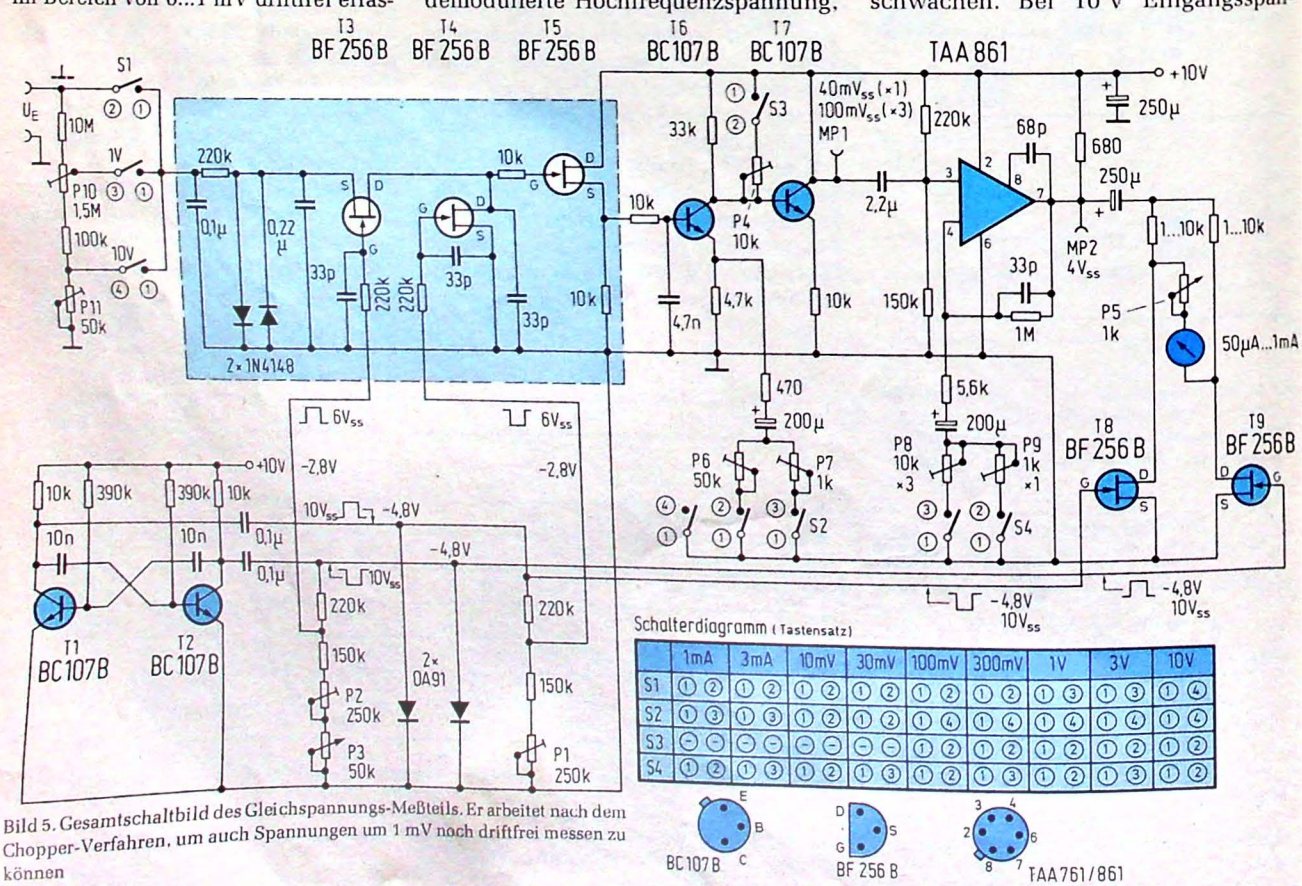


Bild 4. Mit dieser Meßanordnung kann das mV-Meter geeicht werden

Die verwendete Schaltung hat einmal den Vorteil, daß wir gleichermaßen ein sehr empfindliches Gleichspannungsmillivoltmeter – empfindlichster Bereich mit einem Endausschlag von 1 mV – erhalten. Darüber hinaus wird die demodulierte Hochfrequenzspannung, geeicht als U_{eff}, mit einem bereits gut ablesbaren Wert von 2 mV angezeigt. Wie man aus dem *Bild 5* erkennt, ist der Schaltungsaufbau einfach.

Dennoch soll hier eine kurze Beschreibung nicht fehlen. Der bistabile Multivibrator mit den Transistoren T 1 und T 2 schwingt auf etwa 75 Hz. Das Rechtecksignal steuert einmal die Transistoren T 3 und T 4, welche die zu messende Gleichspannung in eine proportionale 75-Hz-Rechteckspannung schalten. Die Transistoren T 8 und T 9 werden mit dem gleichen 75-Hz-Takt gesteuert, so daß die inzwischen verstärkte Wechselspannung im synchronen Takt gleichgerichtet wird. Das zerhackte Gleichspannungssignal wird zur Entkopplung dem Transistor T 5 zugeführt und anschließend in dem Transistor T 6 verstärkt. Die veränderbare Gegenkopplung des Operationsverstärkers – Schalter S 4 – sorgt bereits für die Bereichswahl der Skala 0...10 und 0...3. Das Signal wird in dem Operationsverstärker verstärkt und dem Synchrondemodulator zugeführt. Die Gegenkopplung des Transistors T 6 ist mit dem Schalter S 2 in drei dekadischen Verstärkungsstufen veränderbar. Der Schalter S 3 verringert die Verstärkung zusätzlich ab 100 mV. Ab 1 V Gleichspannung wird der Schalter S 1 das Signal um den Faktor 10 : 1 abschwächen. Bei 10 V Eingangsspan-



	1mA	3mA	10mV	30mV	100mV	300mV	1V	3V	10V
S1	① ②	① ②	① ②	① ②	① ②	① ②	① ③	① ③	① ④
S2	① ③	① ③	① ②	① ②	① ④	① ④	① ④	① ④	① ④
S3	⊖ ⊖	⊖ ⊖	⊖ ⊖	⊖ ⊖	① ②	① ②	① ②	① ②	① ②
S4	① ②	① ③	① ②	① ③	① ②	① ③	① ②	① ③	① ②

Bild 5. Gesamtschaltbild des Gleichspannungs-Meßteils. Er arbeitet nach dem Chopper-Verfahren, um auch Spannungen um 1 mV noch driftfrei messen zu können

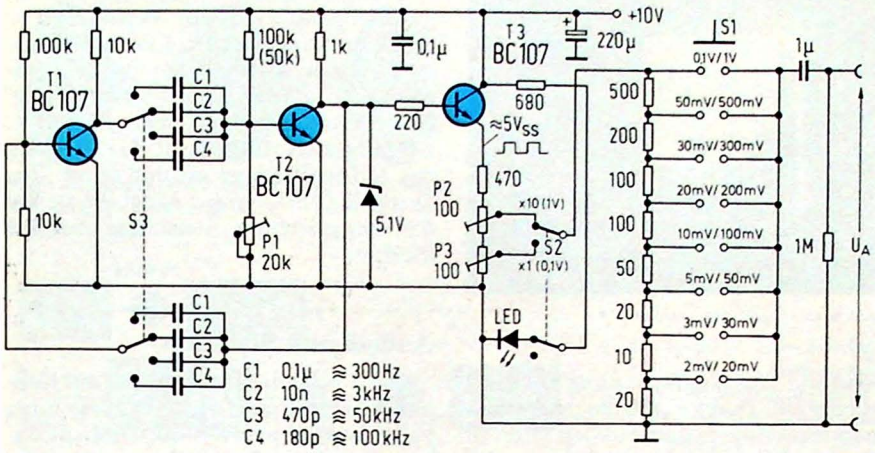


Bild 6. Mit dieser Schaltung können bestimmte feste Wechselspannungen für Eichzwecke erzeugt werden

nung schaltet S 1 zusätzlich auf eine 100 : 1-Teilung.

Die gesamte Bereichsumschaltung klingt zuerst etwas „unübersichtlich", wird jedoch auf sehr einfache Weise in dem Schalterdiagram, welches in dem Bild 5 mit eingezeichnet ist, für die Bereiche von 1 mV...10 V erklärt.

Für den Abgleich des Verstärkers ist ein Vergleichsinstrument oder eine definierte Gleichspannung erforderlich. Mit einem Oszilloskop wird bei kurzgeschlossenem Eingang das Rechteckausgangssignal – oder besser gesagt die Reste davon – am Ausgang des Operationsverstärkers mit P 2 auf Null gestellt, wobei der Einsteller P 3 auf Mittenstellung verbleibt. Mit P 1 kann hier eine Korrektur erfolgen, wobei dann an beiden Gate-Anschlußpunkten von T 3 und T 4 gleich große Rechtecksignale entstehen (etwa 6 V_{ss}). Es ist unbedeutend, bei welchem Bereich mit dem Abgleich begonnen wird. Im einfachsten Falle wird ein 10-mV-Gleichspannungssignal eingespeist und auch auf den 10-mV-Bereich geschaltet. Am Meßpunkt MP 1 wird mit P 6 ein Rechtecksignal von 40 mV_{ss} eingestellt. P 9 wird jetzt so eingestellt, daß am Ausgang MP 2 eine Rechteckspannung von 4 V_{ss} entsteht. P 5 stellt das Meßwerk auf Endausschlag. Dieser Regler wird herausgeführt, so daß dieses Gerät von außen jederzeit nacheichbar ist.

Die Spannung wird jetzt auf 30 mV Gleichspannung am Eingang erhöht. P 8 wird dann so eingestellt, daß der Zeiger wieder auf Endausschlag steht. Am Eingang des Operationsverstärkers entsteht dabei eine Spannung von etwa 120 mV_{ss} Rechtecksignal.

Nach diesem Verstärkungsabgleich bleibt nicht mehr viel übrig. P 7 wird für den Bereich 1 mV als Einsteller benutzt und P 4 für den 100-mV-Bereich. Damit ist der Verstärker abgeglichen. Der 1-V- und 10-V-Bereich werden mit P 10 und P 11 eingestellt, so daß sich schwer beschaffbare Meßwiderstände erübrigen. Je nach Empfindlichkeit des benutzten Meßwerkes können die Widerstände im Drainkreis von T 8 und T 9 (1 kΩ...10 kΩ) angepaßt werden, wenn der Regelbereich von P 5 nicht mehr ausreicht. Stehen für die Eichung derartige genaue Vergleichsspannungen im mV-Bereich nicht zur Verfügung, so können selbstverständlich mit einem Vergleichsinstrument im Voltbereich gemessene Spannungen über einen entsprechenden Widerstandsteiler dafür benutzt werden.

Für einen genauen Abgleich im unteren Bereich können die beiden 33-pF-Kondensatoren im Eingangskreis abgleichbar gemacht werden. Bei kurzgeschlossenem Eingang werden verbleibende Schallspitzen auf Minimum gestellt, z. B. an MP2.

Der Kalibrator

Der Kalibrator in *Bild 6* ist umfangreicher ausgelegt, als es speziell für die Tastköpfe des Meßgerätes erforderlich ist. Der Grund ist darin zu suchen, daß dieser Kalibrator universell in der Meßtechnik anwendbar ist. Die Ausgangsspannung ist ein Rechtecksignal und mit S 3 zwischen 300 Hz...100 kHz in vier Stufen wählbar. Die Ausgangsspannung ist stabilisiert und ergibt mit S 1 und S 2 folgende Spannungen in mV_{ss} bzw. V_{ss}.

	Stellung S 1	
Stellung S 2	x 1	x 10
1	100 mV	1 V
2	50 mV	0,5 V
3	30 mV	0,3 V
4	20 mV	0,2 V
5	10 mV	0,1 V
6	5 mV	50 mV
7	3 mV	30 mV
8	2 mV	20 mV

Die Abstufungen 1–5–3–2–1 geben die Möglichkeit, bei allen Oszilloskopen und Multimetern schnell Kontrolleichungen der Wechselspannungsbereiche vorzunehmen. Dabei wird davon ausgegangen, daß das betreffende Wechselspannungsmultimeter eine Spitzenwertgleichrichtung besitzt. Es ist dann darauf zu achten, daß die in V_{ss} geeichte Ausgangsspannung für ein Multimeter – so auch für dieses Hf-Meßgerät – als $U_{ss}/2$ zur Anzeige gebracht wird. Weiterhin ist in der Stellung 3 kHz die Möglichkeit der Frequenzkompensation (Abgleich) eines Oszilloskoptastkopfes gegeben.

Die Transistoren T 1 und T 2 bilden den astabilen Multivibrator, dessen Frequenz mit dem Stufenschalter S 3 in vier Bereiche umgeschaltet wird. Die Ausgangsspannung von T 2 wird über eine 5,1-V-Z-Diode im positiven Bereich begrenzt und dem Emitterfolger T 3 zugeführt. Dadurch ergibt sich eine für diese Zwecke ausreichende Stabilisierung der Ausgangsspannung.

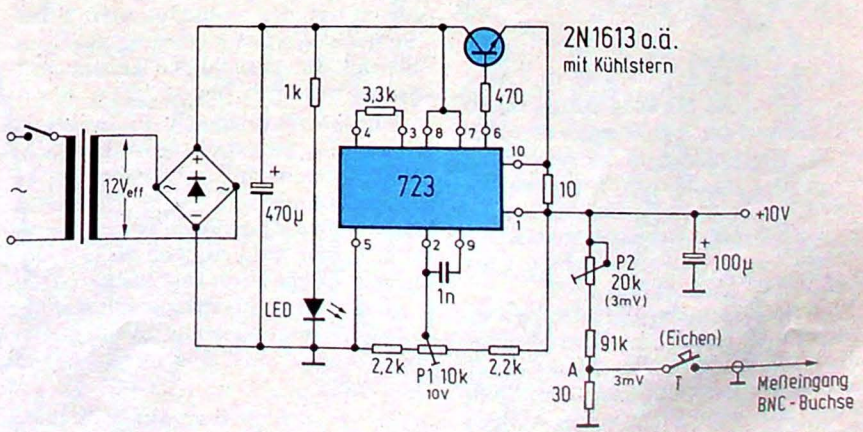


Bild 7. Schaltung eines passenden Netzteils für Bild 5 und 6

Die Eichung des Kalibrators wird folgendermaßen vorgenommen. Ein geeichtes Meßgerät – so z. B. auch ein Oszilloskop – wird am Ausgang angeschlossen und der Schalter S 1 auf Stellung 0,1 V/1 V gebracht. Mit S 2 auf Stellung x 10 (1 V) wird mit P 2 eine Ausgangsspannung von 1 V_{ss} eingestellt. In Stellung x 1 (0,1 V) ist mit P 3 eine Ausgangsspannung von 100 mV_{ss} einzuregeln. Das Potentiometer P 1 stellt die Symmetrie der Ausgangsspannung ein. Es ist somit möglich, verschiedene für das Gerät vorgesehene Gleichrichtertastköpfe zu eichen, wobei nach Bild 5 mit dem Regler P 5 eine Verstärkungskorrektur vorgenommen werden kann. Eingangs wurde schon erklärt, daß die Ausgangsspannung, die in U_{ss} geeicht wird, mit $U_{ss}/2 = U_s$ zur Anzeige gelangt. Das ist für Multimeter zu berücksichtigen.

Das Netzteil

Das Netzteil ist mit einer Netzregel-IS vom Typ 723 bestückt (*Bild 7*). Mit P 1 wird die Ausgangsspannung auf 10 V eingestellt. Durch Einfügen des Widerstandes zwischen den Punkten 1 und 10 ist eine Strombegrenzung bei etwa 0,5 A wirksam. Der NPN-Längstransistor, z. B. 2N1613 oder BSY 86, ist mit einem Kühlstern versehen.

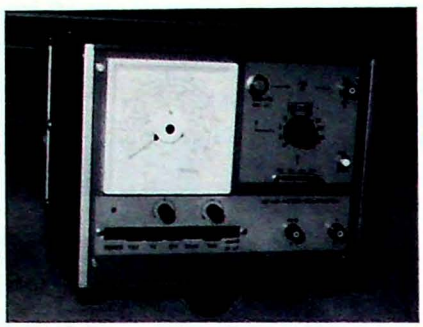


Bild 8. Das Gerät des Verfassers

Für die Eichung des Gleichspannungs-Millivoltmeters hat sich eine konstante Spannung von 3 mV als günstig erwiesen. Diese wird mit P 2 an Punkt A mit einem Digitalmultimeter einmalig eingestellt. Steht ein derartiges Meßgerät nicht zur Verfügung, so ist es auch möglich, die vorher eingestellte Betriebsspannung von 10 V über zwei 1 % genaue Teilwiderstände auf einen entsprechenden Wert zu teilen. Der Abgleich und damit die Eichung des Millivoltmeters erfolgt durch den Taster T (Bild 7) und Einstellung auf den gewünschten Ausschlag mit P 5 (Bild 5).

Aufbau und Stabilität

Bild 8 zeigt das fertige Gerät mit Kalibratorbaugruppe. Im vorliegenden Falle wurde ein 500-µA-Drehspulinstrument mit einem Zeigerausschlag von 270° benutzt, das den Vorteil einer entsprechend großen Skalenlänge bietet. Das Gerät arbeitet mit der vorliegenden Schaltung auch über längere Zeit driftfrei. Eine Nacheichung ist nur erforderlich, wenn der Einsatz mit unterschiedlichen Hf-Gleichrichtertastköpfen vorgenommen wird.

Herwig Feichtinger

Bei sinusförmigen Spannungen und Strömen, wie etwa am Ausgang eines FM-Senders, ist die Bestimmung der Leistung über die bekannten Umrechnungsformeln und -faktoren relativ leicht, wenn man übliche Spitzenwert-Gleichrichter verwendet. Der folgende Bericht zeigt, daß auch andere Kurvenformen mit einer noch recht unaufwendigen Schaltung ausgewertet werden können.

Hf-Leistungsmesser – auch für nicht sinusförmige Spannungen

Das Prinzip

Normalerweise, und das heißt bei sinusförmigem Spannungsverlauf, errechnet sich die Leistung einer angepaßten Quelle aus der Beziehung

$$P = \frac{U_{eff}^2}{R}$$

wobei U_{eff} nicht ohne weiteres direkt gemessen werden kann, sondern meist über den Umrechnungsfaktor 0,707 aus der leichter meßbaren Spitzenspannung abgeleitet wird. Bei Leistungsmessern, die nach diesem Prinzip arbeiten, ergibt sich eine nichtlineare, etwa quadratische Skala [1, 2].

Wesentlich schwieriger ist schon die Messung der Leistung nicht sinusförmiger Spannungen; der obige Zusammenhang zwischen Spitzen- und Effektivwert gilt dann nicht mehr. Als Beispiel sei eine 100 %ig modulierte Schwingung (AM mit m = 1) angeführt; *Bild 1* zeigt das resultierende Oszillogramm. Der Effektivwert beträgt jetzt nicht mehr etwa 71 %, sondern nur noch 43 % des Spitzenwertes. Ferner würde ein Spitzenwertgleichrichter gegenüber der unmodulierten Spannung die vierfache Leistung anzeigen, obwohl die tatsächliche Leistungszunahme nur 50 % beträgt.

Um diese Probleme zu umgehen, verwendet man teilweise thermische Meßmethoden und nutzt dabei die Widerstandsänderung eines Heißleiters durch die zu messende Hochfrequenz aus. Leider sind übliche NTC-Widerstände wegen ihrer thermischen Trägheit und ihrer Eigenkapazität weniger geeignet, und spezielle Meßheißleiter für diesen Zweck sind nur schwer erhältlich [3].

Die in *Bild 2* vorgestellte Meßmethode arbeitet im Prinzip ebenfalls thermisch, allerdings wird hier eine Glühbirne als Absorber verwendet.

Diese Glühbirne wird nun gleichzeitig von der zu messenden Hochfrequenz und einem Gleichstrom gespeist, der immer gerade so groß eingestellt wird (dafür sorgt die Regelung in Verbindung mit einem Fototransistor), daß die Helligkeit der Lampe konstant ist. Das bedeutet, daß der Gleichstrom verringert wird, wenn die Hochfrequenz-Eingangsleistung ansteigt, und umgekehrt. Der Rückgang des Gleichstromes wird von einem Instrument angezeigt.

Die Schaltung

Bild 3 zeigt eine Möglichkeit der schaltungstechnischen Realisierung. Die Hochfrequenz gelangt vom Eingang über ein Anpaßnetzwerk, das gleichzeitig durch seine Abschwächung den Meßbereich festlegt, zu einem kleinen 6-V-Glühlämpchen. Als steuerbare

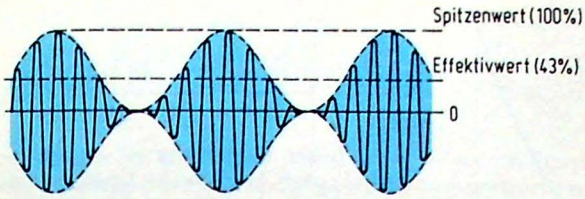
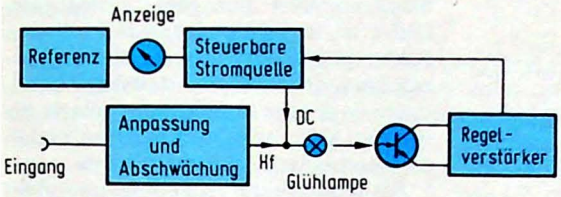


Bild 1. Bei nicht sinusförmigem oder zusammengesetztem Signalverlauf ist der Umrechnungsfaktor zwischen Spitzen- und Effektivwert nicht mehr 0,707



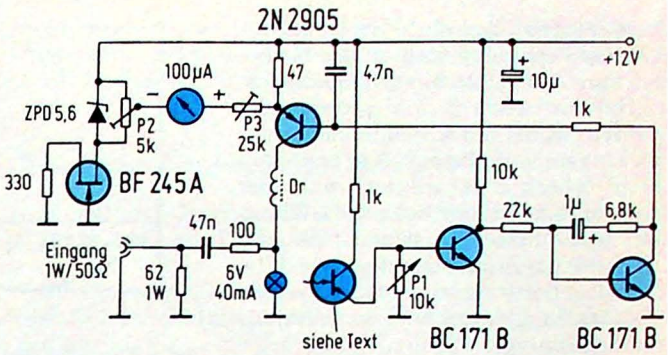


Bild 3. Einfache Realisierung eines thermischen Leistungsmessers. Statt des aus drei Transistoren bestehenden Regelverstärkers wäre natürlich auch ein Operationsverstärker geeignet

◀ Bild 2. Prinzip eines thermischen Leistungsmessers mit Glühlampe als Absorber

Gleichstromquelle dient ein PNP-Transistor (2 N 2905), dessen Kollektor mit einer Hf-Drossel von diesem Glühlämpchen getrennt ist, um den störenden Einfluß der Kollektorkapazität zu eliminieren. Für diese Drossel kann entweder eine fertige Ausführung mit etwa 50...100 µH verwendet werden, oder man wickelt ca. 30 Wdg. dünnen Kupferlackdraht auf einen kleinen Ferritkern.

Der zweistufige Regelverstärker ist durch ein RC-Glied (1 µF/6,8 kΩ) in seinem Phasengang so korrigiert, daß keine Regelschwingungen auftreten können. Die Einstellzeit der Regelung beträgt bei dieser Dimensionierung nur etwa 100 ms, ein Wert, der bei thermischen Meßmethoden wohl recht selten ist.

Eine zur Schaltung passende Platine zeigt *Bild 4*, und die Bestückung geht aus *Bild 5* hervor. Die Verbindung zwischen Eingangsbuchse und Platine soll über ein 50-Ω-Koaxkabel geschehen, um Fehlanpassungen bei hohen Frequenzen zu vermeiden. Ferner müssen die Widerstände der Eingangsschaltung ungewendelte Schichtausführungen sein. Hält man sich an diese beiden Forderungen, so lassen sich Leistungen etwa zwischen 100 kHz und 150 MHz zuverlässig und genau messen.

Noch eine Bemerkung zu dem Fototransistor: Im Prinzip eignet sich praktisch jede Ausführung. Sollte sich aber in der Bastelkiste nichts Passendes finden, kann man auch zur Feile greifen und einem BC 107 oder einem ähnlichen Transistor mit Metallgehäuse die Kopfplatte abfeilen. Versuche des Verfassers zeigten, daß das Endprodukt den meisten „echten" Fototransistoren ebenbürtig, ja teilweise sogar an Empfindlichkeit überlegen ist! Im Mustergerät fristet ein solcher „BP 107" bislang ohne Schwierigkeiten hinsichtlich Empfindlichkeit oder Reststrom sein Krüppeldasein.

Abgleich des Wattmeters

Den Abgleich des fertig aufgebauten Gerätes nimmt man am besten folgendermaßen vor:

Zunächst stellt man mit P 1 den Gesamtstrom, den das Gerät der 12-V-Stromversorgung entnimmt, auf 42 mA ein (dabei ändert sich natürlich die Helligkeit des Glühbirnchens). Es ist natürlich darauf zu achten, daß möglichst wenig Fremdlicht auf den Fototransistor fällt. Der Nullpunkt des Anzeigeinstruments kann dann mit P 2 eingestellt werden. Sollten sich Hf-Einstreuungen in den Regelverstärker bemerkbar machen, so ist der Fototransistor mit einem 4,7-nF-Kondensator zu überbrücken; solche Einstreuungen machen sich durch eine Änderung der Lämpchen-Helligkeit beim Einschalten der Hf bemerkbar.

Für das Eichen, d. h. den Abgleich von P 3, muß eine Hf-Quelle bekannter

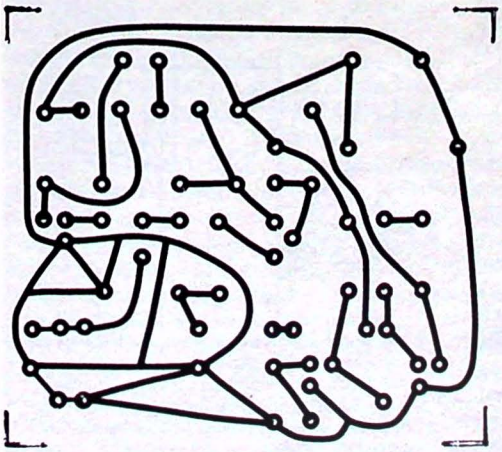


Bild 4. Platine zu der Schaltung in Bild 3

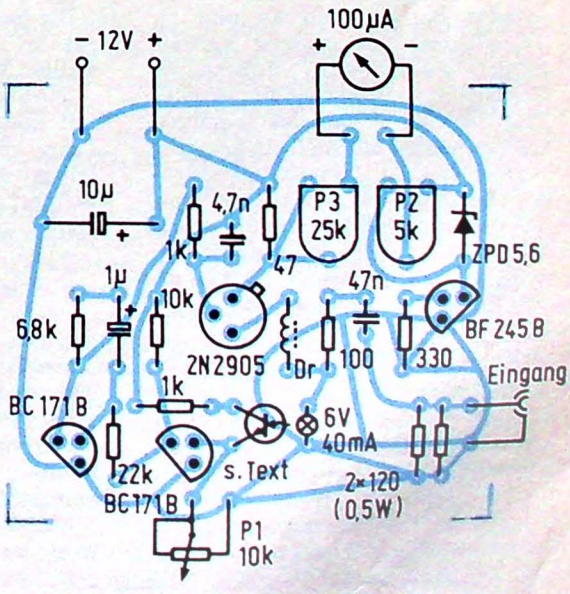


Bild 5. ▶ Bei der Bestückung ist darauf zu achten, daß besonders die Bauelemente am Eingang (auch das Glühlämpchen) kurzbeinig eingelötet werden

Ausgangsleistung als Vergleichsnormal zur Verfügung stehen. Als Notbehelf kann aber auch eine Nf-Quelle (ca. 1 kHz) mit etwa 5...7 V_{eff} verwendet werden, wobei der Koppelkondensator der Eingangsschaltung (47 nF) mit etwa 25 µF überbrückt werden soll (der Pluspol liegt auf der Seite der Glühbirne). Mißt man den gauen Wert der Wechselspannung nach dem Anschließen des Leistungsmessers mit einem Vielfach-Meßinstrument, so kann aus der Beziehung

$$P = \frac{U_{eff}^2}{50\ \Omega}$$

die tatsächliche Leistung errechnet werden. Schließlich kann dann mit P 3 die Anzeige der errechneten Leistung auf dem Instrument eingestellt werden.

Da im späteren Betrieb P 1 zur elektrischen Nullpunkteinstellung verwendet wird, geht die Alterung der Glühbirne oder ihr mechanischer Abstand zum Fototransistor nicht in die Anzeigegenauigkeit ein.

Da die Skala praktisch linear verläuft und nicht etwa quadratisch wie bei Spitzengleichrichter-Wattmetern, ist es nicht notwendig, sie umzuzeichnen. Die angezeigten Werte auf dem Instrument (0...100 µA) können direkt als Leistung (0...1 W) interpretiert werden.

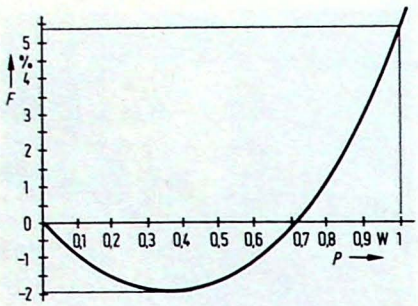


Bild 6. Systematischer Fehler bei Verwendung einer linearen Anzeigeskala

Allerdings: ganz so genau, wie man erwarten könnte, stimmt diese Linearität nun auch wieder nicht. Um das zu zeigen, hier noch eine etwas mathematisch-trockene Betrachtung.

Der systematische Linearitätsfehler

Die Glühlampe wird gleichzeitig von dem Hf-Strom I_{Hf} und dem Gleichstrom I_{DC} durchflossen. Der resultierende Gesamtstrom ist

$$I_{ges} = \sqrt{I_{DC}^2 + I_{Hf}^2}.$$

Mittels einiger einfacher Umformungen ergibt sich bei der vorliegenden Dimensionierung der im Anzeigeinstrument fließende Strom zu

$$I_{Anz.} = \frac{40\ mA - \sqrt{(40\ mA)^2 - \frac{P_{Hf}}{150\ \Omega}}}{10\ mA} \cdot 100\ \mu A$$

Aus dieser Beziehung ist sofort ersichtlich, daß kein exakt linearer Zusammenhang zwischen der Hf-Eingangsleistung P_{Hf} und dem Instrumentenstrom bestehen kann. Der auf den Skalenendwert bezogene Linearitätsfehler ist in *Bild 6* dargestellt. Dieser Fehler ließe sich zwar durch ein Umzeichnen der Instrumentenskala beseitigen; da er aber ohnehin nur relativ gering ist, kann er in den meisten Fällen als unerheblich toleriert werden.

Als tatsächliche Anzeigegenauigkeit kann wegen unvermeidlicher Toleranzen und Frequenzabhängigkeiten ein Wert von etwa ± 10 % angenommen werden.

Literatur

[1] Hf-Wattmeter – dimensioniert mit einem programmierbaren Taschenrechner. FUNKSCHAU 1977, Heft 1, S. 38.

[2] Universelles Nf-Wattmeter. FUNKSCHAU 1975, Heft 1, S. 60.

[3] *Mäusl, R.*: Hochfrequenzmeßtechnik. Verlag Hüthig, Heidelberg 1974.

Schaltungskniff

Transistor-Verstärkungs-Meßgerät

Jeder Bastler muß ab und zu Transistoren mit gleicher Verstärkung aussuchen, unbekannte Transistortypen klassifizieren oder Transistoren prüfen. Mit wenigen Bauelementen läßt sich ein geeignetes Gerät bauen, das sich in jahrelangem Gebrauch als sehr praktisch erwiesen hat. Das Bild zeigt die Schaltung. Als Meßinstrument eignet sich z. B. eine Ausführung 50-0-50 µA (Nullpunkt in Skalenmitte).

Für den Null-Abgleich mit dem Potentiometer R 2 gilt:

$$U_1 = U_2$$

Für die Verstärkung des zu messenden Transistors gilt:

$$V = \frac{I_C}{I_B} = \frac{R_1}{R_2}$$

Das heißt, die Verstärkung ist umgekehrt proportional zum eingestellten Widerstand.

Die Skala des Potentiometers wird mit einem Ohmmeter und durch Umrechnung in Stromverstärkungswerten geeicht; für die in der Schaltung verwendeten Widerstände gilt dabei:

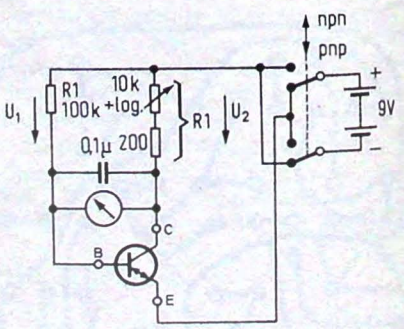
$$V = \frac{100\,000}{200 + R_2}$$

Das Potentiometer wählt man am zweckmäßigsten mit logarithmischer Kennlinie und betreibt es als e-Funktion, so daß die Skala für kleine Stromverstärkungen gespreizt ist (V = 100 in Skalenmitte).

Mit der gewählten Dimensionierung lassen sich Stromverstärkungen von V = 10 bis V = 500 messen. Der Meßvorgang ist denkbar einfach:

Der Transistor-Wahlschalter npn-pnp wird in die entsprechende Position gebracht, der Nullabgleich wird vorgenommen, und an der Skala wird die Verstärkung abgelesen. Bei defektem Transistor läßt sich in beiden Bereichen kein Abgleich erreichen.

Henning Weiss



Schaltung des Stromverstärkungs-Meßgeräts. Besonderer Vorteil: Die Genauigkeit ist weitgehend von der Betriebsspannung unabhängig. Als Meßinstrument eignet sich am besten eine Ausführung mit in der Skalenmitte liegendem Nullpunkt

Hans-Joachim Walter

Elektronisches Bowling

Dieses elektronische Unterhaltungsspiel ähnelt im Prinzip dem beliebten Freizeitsport „Bowling". Allerdings kommt es bei der hier beschriebenen Version nicht auf das Geschick, sondern auf das Glück des einzelnen Teilnehmers an.

Zu Beginn des Spieles wird die „Reset"-Taste betätigt, LED „Wurf frei" leuchtet auf und das Gerät ist spielbereit. Der erste Spieler drückt nun kurz die „Wurf"-Taste, worauf der wandernde Lichtpunkt einer LED-Laufkette die rollende Kugel auf der Bowlingbahn simuliert. Wenn die Kugel das Ziel erreicht hat, leuchten zwei LEDs auf. Gesteuert durch einen Zufallsgenerator erfolgt anschließend die Vergabe von null, einem, zwei oder auch drei Punkten, die aufsummiert und über eine 7-Segment-Anzeige sichtbar gemacht werden. Jeder Spieler hat mehrere Würfe frei und die neu hinzukommenden Punkte werden zu den bereits vorhandenen hinzuaddiert. Wer mit einer bestimmten Anzahl von Würfen die höchste Punktzahl (maximal 15 Punkte) erreicht hat, ist Sieger.

Schaltungsbeschreibung

Durch Drücken der „Reset"-Taste Ta1 (siehe *Bild 1*) erhalten die R_O-Reset-Eingänge des Punktezählers IS 8 H-Potential und auf der 7-Segment-Anzeige erscheint die Null. Gleichzeitig wird der Dezimalzähler IS 1 durch H-Potential am R9-Reset-Eingang zurück-

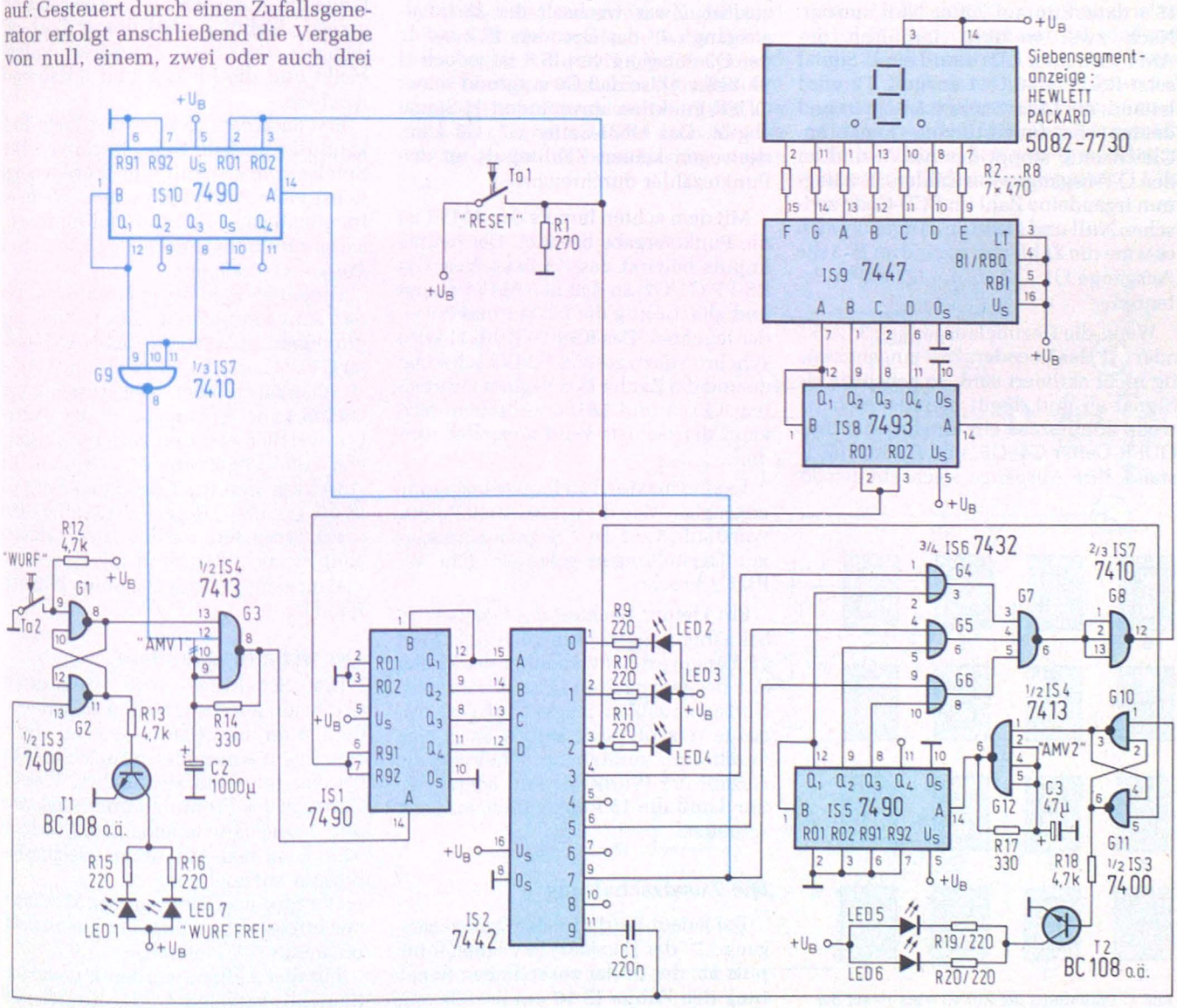


Bild 1. Vollständige Schaltung des elektronischen Bowling-Spiels; der in blauer Farbe abgebildete Schaltungsteil stellt die Zusatzschaltung dar

gesetzt und der Dezimalausgang „9" des Decoders IS 2 wechselt auf L-Pegel. Über C1 gelangt ein kurzer L-Impuls an das RS-Flip-Flop G1/G2 und setzt dieses zurück. Der astabile Multivibrator 1 („AMV1") kann nicht anschwingen und T1 wird gleichzeitig so angesteuert, daß die LEDs 1 (erste LED der Laufkette) und 7 („Wurf frei") leuchten. Der Impuls von C1 setzt auch das RS-Flipflop G10/G11, so daß der AMV2 am Eingang 1 H-Signal erhält und der Zähler IS 5 (Zufallszahlengenerator) zu arbeiten beginnt. Das L-Potential am Ausgang des G11 sperrt den T2 und die LEDs 5 und 6 bleiben dunkel.

Drückt der Spieler die „Wurf"-Taste Ta2, so erhält das RS-FF G1/G2 einen Setzimpuls und AMV1 schwingt an. T1 ist jetzt gesperrt; die LEDs 1 und 7 leuchten nicht mehr. Nach der Betätigung von Ta2 leuchtet sofort LED 2 auf, da der Pegel am Ausgang des AMV1 von H auf L wechselt und der Zähler IS 1 daraufhin auf Ziffer Null springt. Nach zwei weiteren Impulsen des AMV1 leuchtet LED 4 und ein L-Signal setzt RS-FF G10/G11 zurück. T2 wird leitend, die LEDs 5 und 6 leuchten und deuten die umgestürzten Kegel an. Gleichzeitig stoppt der AMV2 und an den Q-Ausgängen des Zählers IS 5 liegt nun irgendeine Zahl im BCD-Code zwischen Null und Neun an. Angenommen es wäre die Zahl vier, so sind an IS 5 die Ausgänge Q1, Q2 auf L-, Q3 auf H-Potential.

Wenn die Dezimalausgänge „3", „5" oder „7" des Decoders IS 2 eingangsseitig nicht aktiviert sind, so geben sie H-Signal ab und damit befindet sich jeweils mindestens ein Eingang der drei ODER-Gatter G4, G5, und G6 im H-Zustand. Ihre Ausgänge wechseln gemäß der ODER-Funktion auf H-Potential, so daß die als UND-Gatter geschaltete NAND-Gatter G7 und G8 H-Pegel an den Eingang A des Punktezählers IS 8 legt.

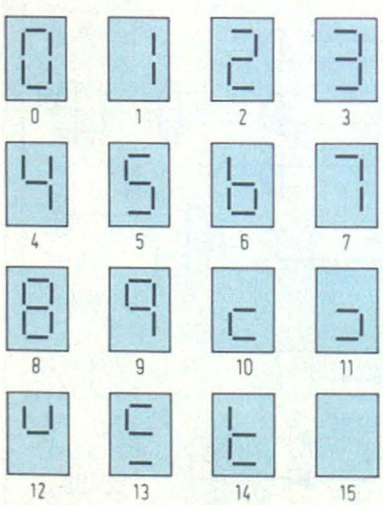


Bild 2. Darstellung der Ziffern 0 bis 15 auf der 7-Segment-Anzeige

Nach dem dritten Impuls des AMV1 ist der Dezimalausgang „3" des Decoders IS 2 auf L-Potential und dadurch auch beide Eingänge von G 4. Als Folge wechselt am Ausgang des UND-Gatters (Punkt 12 an G8) der Pegel von H auf L, was einen Zählimpuls für den Punktezähler IS 8 darstellt. Nach dem vierten Impuls des AMV1 wechselt der Dezimalausgang „4" der IS 2 auf L und der Ausgang von G8 infolgedessen auf H.

Nach dem fünften Impuls vom AMV1 wechseln beide Eingänge von G5 auf L und G8 gibt erneut einen Zählimpuls an IS 8 ab. Durch den sechsten Impuls von AMV1 erscheint am Ausgang des G8 erneut H-Pegel, während der siebte Impuls dieses Mal keine Punktvergabe auslöst. Zwar wechselt der Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 auf L; der Q3-Ausgang von IS 5 ist jedoch H (≙ Ziffer 4), so daß G6 aufgrund seiner ODER-Funktion unverändert H-Signal abgibt. Das UND-Gatter G7, G8 kann deswegen keinen Zählimpuls an den Punktezähler durchreichen.

Mit dem achten Impuls des AMV1 ist die Punktvergabe beendet. Der neunte Impuls bewirkt das Zurücksetzen von RS-FF G1/G2, so daß der AMV1 stoppt und gleichzeitig die LEDs 1 und 7 wieder leuchten. Das RS-FF G10/G11 wird synchron dazu gesetzt, AMV2 schwingt an und der Zähler IS 5 beginnt zu arbeiten; LED 5 und LED 6 erlöschen. Jetzt kann der nächste Wurf ausgelöst werden.

Es sind maximal 15 Punkte insgesamt erreichbar. Wie diese einzelnen Punkte von 0 auf 15 auf der 7-Segment-Anzeige zur Darstellungen gelangen geht aus *Bild 2* hervor.

Ein kleiner Nachteil des Geräts wird bei näherer Betrachtung deutlich: Sind 15 Punkte erreicht, so fängt der Zähler IS 8 bei dem nächsten Punkt wieder bei Null an zu zählen. Das kann als Spielvariante reizvoll sein; jedoch kann man durch eine zusätzliche Schaltung die Anzahl der Würfe auf fünf begrenzen, um damit die 15 Punkte nicht zu überschreiten.

Die Zusatzschaltung

Bei jedem Wurf gibt der Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 einen L-Impuls ab, der in der zusätzlichen Schaltung den Zähler IS 10 um jeweils eine Ziffer weiterzählen läßt. Nach fünf

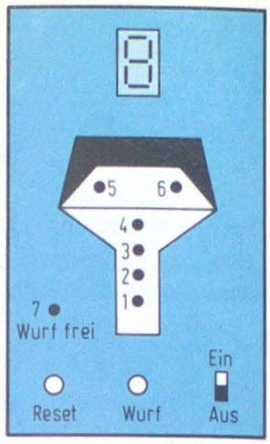


Bild 3. Anordnung der Bauelemente auf der Frontplatte des Gerätes; die Benennung der Leuchtdioden stimmt mit dem Schaltplan überein

Würfen sind seine Ausgänge Q1 und Q3 auf H-Potential und das NAND-Gatter G9 gibt L-Signal ab. Mit diesem L-Signal wird der AMV1 gestoppt und als Folge bleibt das RS-FF G1/G2 dauernd gesetzt. Sichtbar wird dieser Zustand dadurch, daß LED 7 „Wurf frei" dunkel bleibt und die LEDs 5 und 6 dauernd leuchten.

Erst nach dem „Reset" mit Taste Ta 1 kann das nächste Spiel beginnen. Der Spieler muß also mit fünf Würfen möglichst viele Punkte erreichen. Wenn er im günstigsten Fall fünfmal hintereinander drei Punkte erhält, so kann er 15 Punkte verbuchen.

Folgende Änderungen müssen bei der Anwendung der Zusatzschaltung durchgeführt werden: Das NAND-Gatter G9 ist an die Augänge Q1 und Q3 des IS 10 anzuschließen. Der Ausgang von G9 führt an den Eingang 12 des Gatters G3, welcher von den anderen Eingängen 9 und 10 getrennt werden muß. Der Anschluß der R_O-Reset-Eingänge von IS 10 an die „Reset"-Schaltung darf nicht vergessen werden. Der Zähleingang A von IS 10 wird mit dem Dezimalausgang „7" des Decoders IS 2 verbunden.

Der Schaltungsaufbau

Die Schaltung des Mustergeräts wurde auf einer speziellen Experimentierplatine aufgebaut, welche zwölf 16polige IS aufnimmt. Sämtliche LEDs werden mit handelsüblichen Plastik-Clips an der Frontplatte befestigt, wie *Bild 3* zeigt. Die angedeutete Bowlingbahn kann man mit einem wischfesten Filzstift aufzeichnen.

Die Stromversorgung des Mustergeräts erfolgt extern über ein kleines, stabilisiertes 5-V-Netzteil.

Für den Aufbau wurden nur gängige Bauteile verwendet, die im Handel ohne Schwierigkeiten erhältlich sind.

Walter Dochow

Rundenzähler für eine Modell-Autorennbahn

Die hier gezeigte Schaltung entstand nach dem Vorbild der von den „echten" Autorennen bekannten Rundenzählern. Der zweistellige Zähler mit LED-Display zählt rückwärts von einer einstellbaren Rundenzahl bis Null; automatisch wird der Sieger ermittelt. Die Zählung selbst erfolgt mit einer unsichtbar montierbaren Lichtschranke; bei Fehlstarts bricht das Gerät das Rennen von selbst ab. Der Start erfolgt mit Hilfe einer kleinen Ampel.

Der Rundenzähler ist universell praktisch für jede Modellbahn einsetzbar; die Stromversorgung erfolgt aus dem Fahrstrom-Trafo. *Bild 1* zeigt den Rundenzähler für eine Spur; durch Zusammenfügen mehrerer Blöcke ist das Gerät praktisch unbegrenzt erweiterungsfähig. Die Fehlstarterkennung ist für eine Modellbahn der Marke Carrera ausgelegt, läßt sich aber leicht für andere Anlagen abändern.

Der Zähler

Der Zähler besteht im wesentlichen aus zwei Vor-Rückwärtszähler-IS. IS 5 wird über den Anschluß 4 angesteuert und zählt die Impulse, die die beiden Nandgatter N 3 und N 4 liefern. Sobald ein Übertrag erfolgt, gibt IS 5 einen Impuls auf den Countdown-Eingang von IS 4. IS 4 und IS 5 steuern dann über die Decoder die Siebensegmentanzeigen an.

Die Ansteuerung des Zählers erfolgt folgendermaßen: Die Infrarotsendediode bildet mit der Empfangsdiode D 3 eine Lichtschranke. Im Ruhezustand wird D 3 beleuchtet und ist niederohmig. Somit wird die Basis des Transistors T 1 auf Masse gezogen. Dann steht am Kollektor eine hohe Spannung an, die in etwa dem TTL-Pegel entspricht. Die Nandgatter N 3 und N 4 bilden zusammen mit dem Kondensator C 1 und

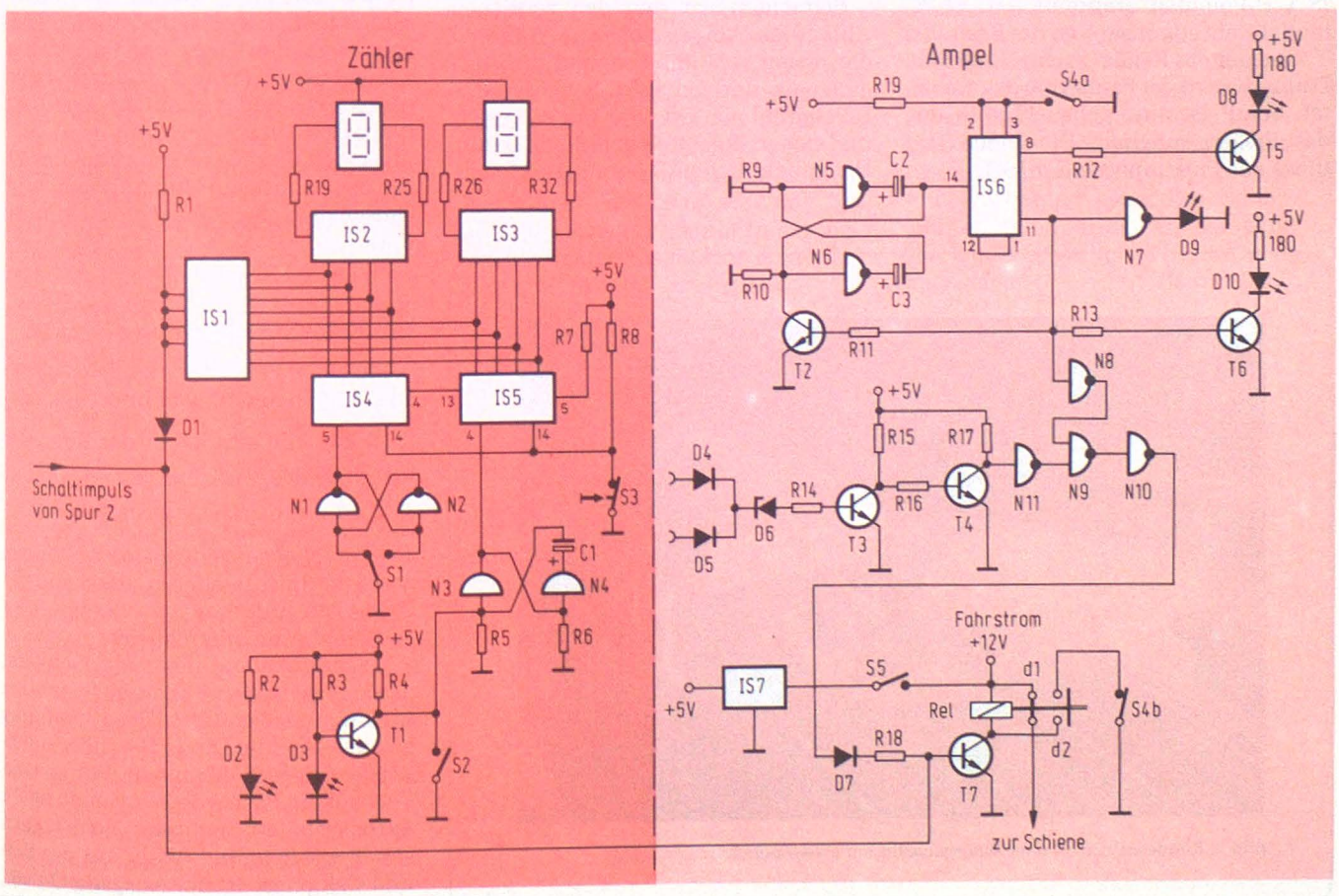


Bild 1. Schaltung des Rundenzählers für eine Spur

den Widerständen R 5 und R 6 ein Monoflop; es dient dazu, die Lichtschranke zu entprellen. Im Ruhezustand wird der Eingang des Nandgatters N 3 durch den Transistor T 1 auf H-Potential gebracht. Somit ist der Ausgang von N 3 auf L-Potential, was auch dem Ruhezustand des Eingangs von IS 5 entspricht.

Wird nun der Lichtstrahl der Lichtschranke unterbrochen, erhöht sich der Widerstand von D 3 sprunghaft. Dadurch steigt die Basisspannung von T 1 an, was ein Durchschalten des Transistors bewirkt. Da nun das Gatter N 3 mit „L" angesteuert wird, kippt das Monoflop sofort um und es gibt eine positive Steuerflanke ab, die IS 5 ansteuert. Durch das Umladen von C 1 kippt das Monoflop mit einer kurzen Verzögerung zurück. Die Nandgatter N 1 und N 2 bilden mit dem Schalter S 1 einen entprellten Schalter, der zum Setzen des Zählers IS 4 dient. Der Schalter S 2 dient in Verbindung mit dem Monoflop zum Setzen der Einerstelle. Der Taster S 3 setzte den Zähler auf Null. Die IS 1 ist ein „wired-OR"-Gatter, das als Nandgatter mit acht Eingängen zusammengeschaltet ist. Sobald der Zählerstand Null beträgt, werden die acht Eingänge von IS 1 mit „L" angesteuert, was zur Folge hat, daß der Ausgang von IS 1 H-Potential annimmt. Das H-Potential steht somit auch an der Basis von T 7 an, der das Relais C 1 anziehen läßt. Dadurch wird der Fahrstrom abgeschaltet. Somit ist eine genaue Ermittlung des Siegers möglich. Die Diode D 1 dient der Entkopplung der IS 1.

Stückliste

IS 1 SN74LS33
IS 2 SN74LS47
IS 3 SN74LS47
IS 4 SN74LS192
IS 5 SN74LS192
IS 6 SN74LS93
IS 7 UA7805

N 1...11 SN74LS00

D 1, 4, 5, 7 1N4148
D 2 IR-Sendediode
D 3 IR-Empfangsdiode
D 6 Z-Diode 8,2 V
D 8, 9, 10 Leuchtdioden (rot, grün, gelb)

C 1 100 µF
C 2 220 µF
C 3 220 µF

R 1 2,7 kΩ
R 2 180 kΩ
R 3 8,2 kΩ
R 4 2,2 kΩ
R 5, 6 3,3 kΩ
R 7, 8, 19 1 kΩ
R 9, 10 3,3 kΩ
R 11, 12, 13, 14, 16, 18 10 kΩ
R 15, 17 2,2 kΩ
R 19...32 150 Ω

Relais: Siemens V 2305 o. ä.
S 1, 2, 3 Taster 1x Um
S 4, 5 Schalter 1x Um

Die Ampel

Die Nandgatter N 5 und N 6 bilden zusammen mit den Kondensatoren C 2 und C 3 und den Widerständen R 9 und R 10 ein Flipflop mit einer Frequenz von etwa 1 Hz. Die Impulse steuern einen 4-bit-Binärzähler an. Von dem Zähler werden nur die Ausgänge Qc und Qd benötigt.

Betrachten wir nun den zeitlichen Ablauf der Ampelsteuerung: Während der ersten vier Impulse sind die Ausgänge Qc und Qd auf L-Potential. Das L-Potential von Qd wird in N 7 negiert und steuert die rote Leuchtdiode D 9 an. Die Leuchtdioden D 8 und D 10 leuchten nicht. Der fünfte bis achte Impuls läßt den Ausgang Qc auf H-Potential umschalten. Somit wird T 5 leitend und die gelbe Leuchtdiode D 8 leuchtet auf. Der neunte Impuls läßt Qc auf L-Potential umschalten und Qd auf H. Somit verlöschen die Dioden D 8 und D 9. Der Transistor T 6 wird durchgeschaltet und die grüne Leuchtdiode D 10 leuchtet auf. Damit der Zähler nicht weiterzählen kann, wird der positive Impuls von Qd auf den Transistor T 2 gegeben. T 2 legt den Eingang des Gatters N 6 gegen Masse und verhindert somit ein Weiterschwingen des Flipflops.

Der Schalter S 4a dient zum Rücksetzen des Zählers auf Null und somit zum Umschalten der Ampel von Grün auf Rot.

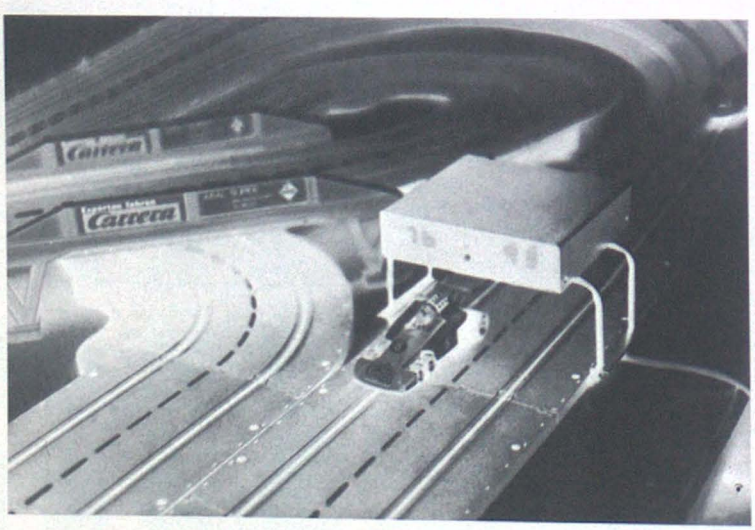


Bild 2. Rundenzähler für eine Autorennbahn mit zwei Spuren

Die Fehlstarterkennung

Um einen Fehlstart erkennen zu können, brauchen wir zwei Informationen.

1. Ist die Ampel noch in der Rot- oder Gelbphase?
2. Wird ein Fahrzeug gestartet?

Treffen diese beiden Informationen gleichzeitig aufeinander, dann soll der Fahrstrom unterbrochen werden. Dies geschieht folgendermaßen:

Im Ruhezustand liefert der Schleifer des Fahrreglers eine positive Spannung in Höhe von etwa 12 V. Diese Spannung gelangt über die Diode D 4, über die Z-Diode D 6 und über den Widerstand R 14 auf die Basis von T 3. Somit ist T 3 durchgesteuert und liefert dem Transistor T 4 L-Potential. Während der Rot- und Gelbphase ist der Ausgang Qd von IS 6 auf „L", so daß von N 8 auf „H"

umgewandelt wird und an dem Nandgatter N 9 ansteht. Das Gatter N 9 liefert in Ruhe H-Potential, das über N 10 negiert wird und somit den Transistor T 7 in seiner Ruhestellung beläßt. Wird nun in der Rot- und Gelbphase ein Fahrzeug gestartet, sinkt die Spannung am Schleifer des Fahrreglers stark ab und unterschreitet die Zenerspannung von D 6. Dadurch schalten T 3, T 4 und N 11 um. Nun stehen an N 9 zwei H-Signale an. Das Gatter N 9 schaltet auf „L", N 10 wandelt das Signal in „H" um, T 7 schaltet durch, läßt das Relais C 1 anziehen und unterbricht den Fahrstrom. Der Relaiskontakt d 2 dient zur Selbsthaltung, um einen Fehlstart genau erkennen zu lassen. Wird nun der Schalter 4ab betätigt, so schaltet sich die Ampel auf Rot zurück und das Relais fällt ab. Nun kann neu gestartet werden.

Wenn die Ampel in ihrer Grünphase ist, dann ist der Ausgang Qd von IS 6 auf H. Da das Signal negiert auf das Gatter N 9 trifft, kann N 9 nicht mehr auf L umschalten. Somit ist ein fehlerhaftes Abschalten des Fahrstromes unterbunden. Die Dioden D 4 und D 5 dienen der Entkopplung der einzelnen Fahrregler.

Montagehinweis

Die Dioden der Lichtschranke werden zweckmäßigerweise unterhalb der Fahrschiene montiert. Dazu werden auf beiden Seiten der Führungsrinne Löcher gebohrt, die ein Gegenüberliegen der Infrarotdioden gewährleisten. *Bild 2* zeigt den über der Modellbahn montierten Rundenzähler in Zweispur-Ausführung.

Schaltungskniff

Selbstabgleichendes SWR-Meßgerät

Abstimmarbeiten an Antennen werden üblicherweise mit einem SWR-Meßgerät durchgeführt. Bei handelsüblichen Geräten muß bei jeder Messung das Meßgerät, welches die vorlaufende Leistung anzeigt, justiert werden, um dann die eigentlich interessierende Größe, das Stehwellenverhältnis, ablesen zu können. So manche Abstimmerei ging schon in die Hose, weil man zwar die reflektierte Leistung vermindert hatte, beim Überprüfen der Justierung aber feststellen mußte, daß die vorlaufende Leistung ebenfalls zurückgegangen war und somit das Stehwellenverhältnis schlechter war als zuvor. Eine direkte Anzeige des Stehwellenverhältnisses ist hier wünschenswert.

Schaltungen hierzu wurden bereits veröffentlicht. Es handelte sich hierbei um analoge Rechenschaltungen, die das Verhältnis

$$\frac{V_f + V_r}{V_f - V_r}$$

errechneten und zur Anzeige brachten.

Der Schaltungsaufwand war erheblich (die Schaltung muß immerhin dividieren können) und für den normalen Bastler oder den „Durchschnitts-CB-Funker", dem diese Schaltungen eine vollkommene Hilfe wären, nicht ohne weiteres reproduzierbar. Das *Bild* zeigt eine recht brauchbare Alternative.

In handelsüblichen SWR-Metern ist zwischen den Punkten A-A' und B-B' ein regelbarer Spannungsteiler (Tandempotentiometer) geschaltet. Das Instrument 1 wird hierbei meist auf Vollausschlag eingeregelt und dann am Instrument 2, das in SWR geeicht ist, abgelesen.

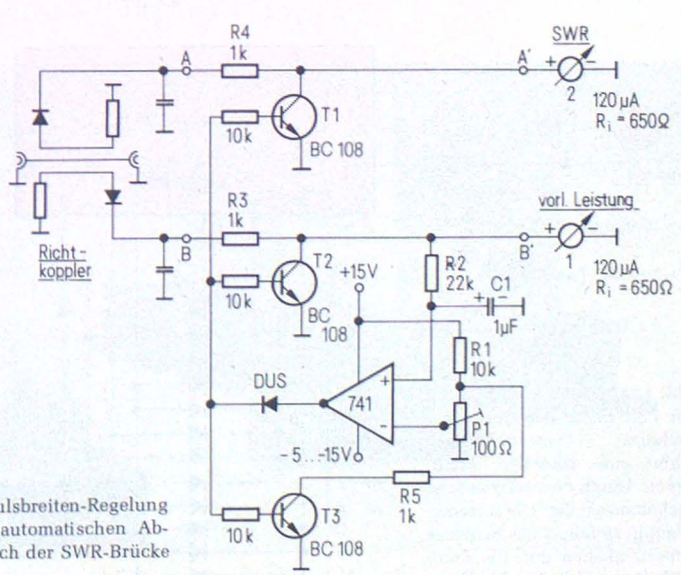
Diese Regelaufgabe übernimmt der als Komparator geschaltete Operationsverstärker. Der invertierende Eingang erhält über den regelbaren Spannungsteiler R1, P1 eine Richtspannung. Die Spannung an B gelangt über R3 und das RC-Glied R2, C1 auf den nichtinvertierenden Eingang. Ist diese Spannung größer als die Richtspannung, so werden die Transistoren T1, T2, T3 durchgeschaltet. Durch T3 und R5 wird dabei die Richtspannung etwas kleiner. C1 entlädt sich über R2 und T2, und die Schaltung kippt in den ursprünglichen Zustand zurück – der Vorgang beginnt von neuem.

Das Tastverhältnis der Schwingungen ändert sich in Abhängigkeit der Spannung an B, und zwar so, daß das Instrument 1 immer den gleichen Ausschlag zeigt. Dieser wird mit P1 auf Vollausschlag (bzw. Eichmarke) eingestellt. Ist die Spannung an B kleiner, als das für den Vollausschlag nötig wäre, so reißen die Schwingungen ab – die Schaltung arbeitet nicht mehr.

Instrument 2 zeigt das SWR an, weil es ebenfalls mit dem gleichen Tastverhältnis geschaltet wird wie Instrument 1.

R4 und R3 sollten etwa 2 % Toleranz haben. Der Widerstandswert kann bei der Wahl eines anderen Reflektometers oder bei großen Hf-Leistungen verändert werden. Durch die Emitter-Kollektor-Restspannung von T1 und T2 macht sich je nach Empfindlichkeit der Meßinstrumente eine mehr oder weniger starke Nullpunktverschiebung bemerkbar, die aber durch die mechanische Nullpunktkorrektur ausgeglichen werden kann. Die Dimensionierung ist für den Umbau eines im Handel erhältlichen SWR-Meters angegeben.

Bernd Gusek



Eine digitale Impulsbreiten-Regelung sorgt hier für den automatischen Abgleich der SWR-Brücke

Quasianaloge Anzeige für elektronische Uhren

Bereits in der FUNKSCHAU 1977, Heft 1, wurde eine Lösung zum Problem der quasianalogen Zeitanzeige vorgestellt. Eine Lösung mit der integrierten Schaltung UAA 170 (*Bild 1*) verringert deutlich den Teileaufwand. Durch 13 kreisförmig angeordnete Leuchtdioden (*Bild 2*) können Stunden und Minuten dargestellt werden. Durch das Gleiten des Leuchtpunktes wird die Ablesegenauigkeit nur wenig schlechter als bei der Verwendung von 60 „springenden" Anzeigepunkten. Das IC UAA 170 ermöglicht weiterhin eine automatische Helligkeitsanpassung.

Es ist nicht Thema dieses Beitrages, auf die Technologie elektronischer Uhren einzugehen, da geeignete Lösungen hinreichend bekannt sind, im übrigen aber auch integrierte Uhrenschaltungen mit BCD-Ausgängen zur Verfügung stehen. Die BCD-Ausgänge der Uhr werden zunächst über den Multiplexer dem Stufenumsetzer (Digital-Analog-Wandler) zugeführt. Die entstehende Analogspannung treibt die integrierte Schaltung UAA 170, die ihrerseits bei richtiger Einstellung der Eingangs- und der Referenzspannungen ein kontinuierliches Gleiten des Leuchtpunktes von Leuchtdiode zu Leuchtdiode ermöglicht. Damit ist dann eine Ablesegenauigkeit von ca. 1 Minute gegeben. Auf der Position 12 müssen zwei Leuchtdioden angebracht werden, eine zur Darstellung der 0. bis 4., die zweite für die 56. bis 59. Minute. Das Multiplexen der Stunden- und Minutenanzeige erfolgt hier über den integrierten Zeitgeber 555, eine Ansteuerung über einen internen Teiler der Uhr ist aber auch denkbar.

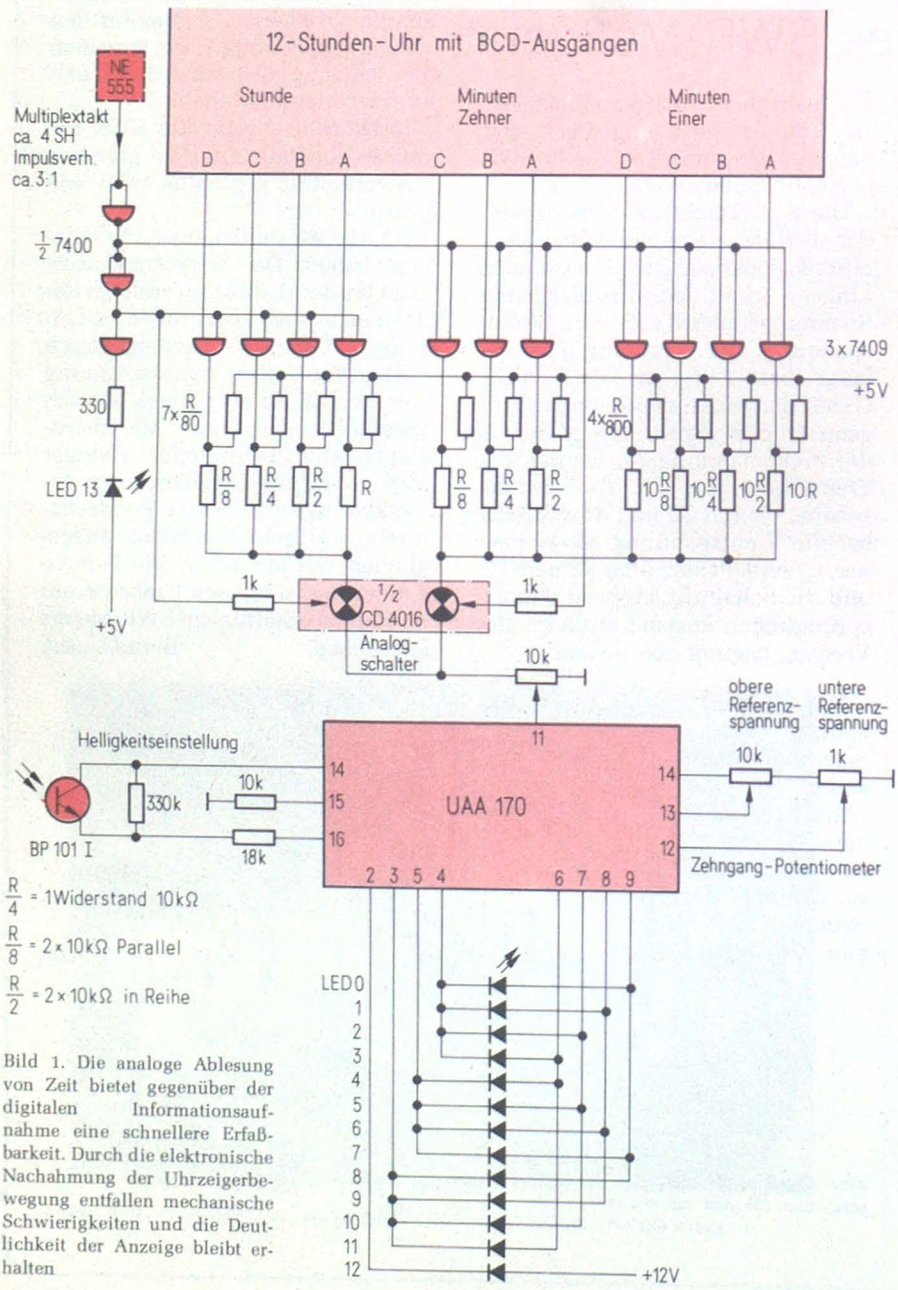


Bild 1. Die analoge Ablesung von Zeit bietet gegenüber der digitalen Informationsaufnahme eine schnellere Erfaßbarkeit. Durch die elektronische Nachahmung der Uhrzeigerbewegung entfallen mechanische Schwierigkeiten und die Deutlichkeit der Anzeige bleibt erhalten

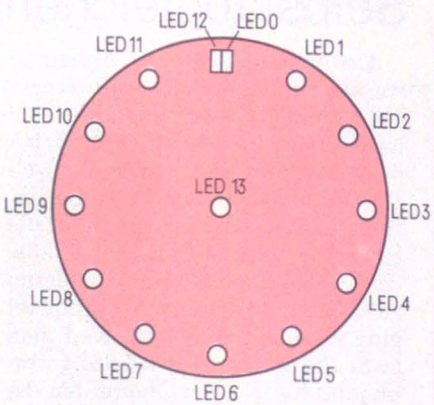


Bild 2. Mechanische Anordnung der Leuchtdioden auf dem „Ziffernblatt"

Weitere Abwandlungen der Schaltung wären z. B.:

1. Zweiter Leuchtdiodenkreis zur gleichzeitigen Darstellung der Stunden und Minuten.
2. Erweiterung des Digital-Analog-Wandlers auf die Sekunden-Zehnerstelle, damit das Gleiten des Leuchtpunktes flüssiger ineinander übergeht.
3. Einsetzen einer integrierten Schaltung UAA 180 (oder einer gleichwertigen) anstelle der UAA 170 und damit die Darstellung eines Leuchtbandes.

Manfred Oguntke